

**RICARDO HAWERROTH WIGGERS**

**CONTROLE DE MOVIMENTO PARA MÁQUINA DE  
CORTE A *LASER* COM ACIONAMENTO POR  
CORREIAS**

**FLORIANÓPOLIS  
2006**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**  
**CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**CONTROLE DE MOVIMENTO PARA MÁQUINA DE  
CORTE A *LASER* COM ACIONAMENTO POR  
CORREIAS**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**RICARDO HAWERROTH WIGGERS**

Florianópolis, julho de 2006.

# **CONTROLE DE MOVIMENTO PARA MÁQUINA DE CORTE A *LASER* COM ACIONAMENTO POR CORREIAS**

Ricardo Hawerroth Wiggers

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Automação e Sistemas*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Daniel Juan Pagano, Dr.  
Orientador

---

Nelson Sadowski, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Daniel Juan Pagano, Dr.  
Presidente

---

Jose Maria Mascheroni, M.Sc.

---

Raul Guenther, Dr.

---

Ubirajara Franco Moreno, Dr.

## **AGRADECIMENTOS**

À minha esposa, Camila, pelo seu amor e compreensão durante todo este tempo.

Aos meus pais, Salesio e Nezita, por toda sua dedicação. Ao André.

Ao Milton, Elza, Yara, Renato e Marcelo.

Ao Daniel, por ter me orientado e suportado.

A todos na Automatisa e em especial ao José, por oferecer a oportunidade de execução deste trabalho. Ao Geovany, pelo seu enorme auxílio na elaboração deste trabalho.

À banca, pela leitura e avaliação deste trabalho.



Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

## **CONTROLE DE MOVIMENTO PARA MÁQUINA DE CORTE A *LASER* COM ACIONAMENTO POR CORREIAS**

**Ricardo Hawerth Wiggers**

Julho/2006

Orientador: Daniel Juan Pagano

Área de Concentração: Automação e Sistemas

Palavras-chave: Controle de movimento, Acionamento por correias, Compensação de atrito, Máquina de corte a *LASER*

Número de Páginas: x + 54

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema de controle de movimento para a utilização em máquinas de corte a *LASER*. Dados os requisitos atuais de custo e desempenho deste tipo de máquina, um acionamento frequentemente utilizado é o acionamento por correias sincronizadoras. A presença da correia na conversão do movimento angular em linear introduz um elemento dinâmico na cadeia de transmissão, não sendo mais válido assumir que a carga é rígida como tradicionalmente é feito. Além disto este sistema apresenta atrito, que é uma não-linearidade importante e que usualmente não é tratada de forma adequada quando do projeto do controlador.

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de controle de movimento de um manipulador cartesiano de dois eixos, com estrutura em ponte, acionado por correias, tratando a elasticidade da correia e o atrito presente no sistema de forma adequada.

Uma restrição importante no projeto do controlador proposto é a ausência de medição direta de posição do efetuador final, neste caso, a lente focalizadora. A introdução de um transdutor de posição ao final da cadeia de acionamento acarretaria em custos de produção e manutenção indesejados. Este problema é considerado no contexto deste trabalho.

O controle proposto neste trabalho é comparado com o controle clássico, encontrado em diversos produtos no mercado para controle de movimento. Resultados simulados e experimentais, obtidos sobre uma máquina de óptica móvel, permitem avaliar o desempenho do sistema de controle proposto.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

## **MOTION CONTROL FOR LASER CUTTING MACHINES WITH BELT DRIVES**

**Ricardo Hawerroth Wiggers**

July/2006

Advisor: Daniel Juan Pagano

Area of Concentration: Automation and systems

Key words: Motion control, belt drives, friction compensation, LASER cutting machine

Number of Pages: x + 54

This work presents the development of a motion control system applied to LASER cutting machines. With today's requisites in cost and performance on this kind of machines, it's usual to have them driven by timing belt drives. The presence of a belt in the transformation of angular in linear motion includes a dynamic element in the drive chain, therefore, the assumption usually made that the drive system is rigid is no longer valid. The friction is an important nonlinearity that is frequently not considered properly in the project of the controller.

The objective of this work is to develop a motion control system, with adequate coverage of friction and belt elasticity, for a timing belt driven two axis cartesian manipulator with a gantry structure.

An important restriction imposed to the project of the controller is the absence of direct position measurement of the end effector, in this case, the focusing lens. The use of a position transducer at the end of the drive chain would add undesirable costs to both production and maintenance. This problem is taken into account in the context of this work.

The controller proposed in this work is compared to the traditional one, found in many motion control products available in the market. Results are shown both for the simulation model and for experiments conducted in a flying optics machine. These results allow an evaluation of the proposed system's performance.

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Objetivo . . . . .	3
1.2	Organização do Trabalho . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Acionamentos para máquinas de corte a <i>LASER</i></b>	<b>5</b>
2.1	Máquinas de óptica móvel . . . . .	5
2.2	Máquinas galvanométricas . . . . .	7
<b>3</b>	<b>Máquina utilizada nos experimentos</b>	<b>10</b>
<b>4</b>	<b>Modelo do sistema de posicionamento da máquina</b>	<b>16</b>
4.1	Modelo da máquina . . . . .	16
4.2	Modelo de atrito . . . . .	19
4.2.1	Modelos estáticos de atrito . . . . .	19
4.2.2	Modelos dinâmicos de atrito . . . . .	20
<b>5</b>	<b>Sistema de controle com compensação de atrito</b>	<b>25</b>
5.1	Geração de trajetórias . . . . .	25
5.2	Implementação do modelo de atrito de LuGre . . . . .	27
5.3	Controlador . . . . .	29
<b>6</b>	<b>Resultados de simulação e experimentais</b>	<b>33</b>
6.1	Resultados com círculo . . . . .	35
6.2	Resultados com o polígono . . . . .	42

<b>7 Conclusão</b>	<b>50</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>53</b>

# Lista de Figuras

1.1	Amostras de corte em tecido . . . . .	1
2.1	Princípio de operação de máquina de óptica móvel . . . . .	6
2.2	Focalização e inserção de gás auxiliar . . . . .	7
2.3	Princípio de operação de máquina galvanométrica com lente F- $\theta$ . . . . .	8
2.4	Princípio de operação de máquina galvanométrica com 3 eixos . . . . .	8
3.1	Foto da máquina Prisma utilizada nos ensaios . . . . .	10
3.2	Foto da área de trabalho da máquina . . . . .	11
3.3	Foto do motor, redução e transmissão que acionam o eixo Y da máquina . . . . .	12
3.4	Foto da placa de controle utilizada nos ensaios . . . . .	13
3.5	Foto dos <i>drives</i> comerciais utilizados . . . . .	14
3.6	Foto das placas de comando PCI utilizadas . . . . .	15
4.1	Diagrama do sistema massa-mola utilizado para representar a transmissão por correia . . . . .	17
4.2	Diagrama do modelo de um eixo acionado por correias com redução . . . . .	17
4.3	Exemplos de modelos de atrito estáticos. . . . .	19
4.4	Ensaio de resposta estática . . . . .	22
4.5	Ensaio de pré-escorregamento . . . . .	22
5.1	Geração de trajetórias . . . . .	26

5.2	Apresentação qualitativa de $NL(v) \times v/v_s$ . . . . .	28
5.3	Controlador clássico . . . . .	29
5.4	Controlador proposto . . . . .	31
6.1	Círculos de 10mm com o controladores comercial, clássico e proposto . . .	36
6.2	Esforço de controle - tensão de armadura . . . . .	37
6.3	Velocidade . . . . .	38
6.4	Posição . . . . .	39
6.5	Erro de posição . . . . .	40
6.6	Posição - XY . . . . .	41
6.7	Contorno poligonal com os três controladores a 2, 5 e 10m/min. . . . .	42
6.8	Contorno poligonal com os três controladores a 5m/min, ampliadas de 8x em alguns pontos. . . . .	43
6.9	Esforço de controle - tensão de armadura . . . . .	44
6.10	Velocidade . . . . .	45
6.11	Posição . . . . .	47
6.12	Erro de posição . . . . .	48
6.13	Posição - XY . . . . .	49

# Lista de Tabelas

2.1	Comparação entre arquiteturas. . . . .	9
6.1	Parâmetros do sistema. . . . .	34
6.2	Parâmetros utilizados para o controlador clássico. . . . .	34
6.3	Parâmetros utilizados para o controlador proposto. . . . .	35

# Capítulo 1

## Introdução

A utilização do *LASER* como ferramenta de corte ou marcação tem se estabelecido em diversos setores da indústria. Setores como a indústria têxtil, moveleira, calçadista, gráfica e metal-mecânica o utilizam com resultados bastante interessantes quando comparados com as técnicas convencionais de corte. O *LASER* apresenta vantagens principalmente na sua flexibilidade e capacidade de produção de cortes complexos, com boa produtividade e precisão. A figura 1.1 abaixo apresenta algumas amostras de aplicação de corte de indústria têxtil.



Figura 1.1: Amostras de corte em tecido

O projeto de máquinas de corte a *LASER* na atualidade tem como um de seus pré-requisitos uma busca contínua por aumento da velocidade de corte, da aceleração e da precisão da trajetória. Isto não pode ser realizado por meio de mecanismos muito sofisticados que inviabilizem economicamente o produto. Sendo assim, soluções que permitam utilizar mecanismos convencionais de baixo custo com a inserção de eletrônica (*software* e *hardware*) que melhore suas características originais são de extrema importância e interesse para o setor de máquinas *LASER* e para o de bens de capital.

O controle normalmente utilizado em sistemas de controle de movimento considera a transmissão rígida. No projeto mecânico de máquinas, a cadeia de transmissão de movimento desde o motor até o efetuator final é efetivamente tratada como uma cadeia de sistemas massa-mola-amortecedor. No entanto o objetivo deste modelo não se encontra em



considerar a dinâmica desta cadeia na malha de controle, mas sim torná-las por projeto suficientemente rápidas para que possam ser desconsideradas. Gross (1981) faz um estudo bastante completo do projeto de máquinas. A obtenção da rigidez elevada necessária para que estas frequências possam ser seguramente ignoradas é usualmente conseguida em sistemas com transmissão por fusos ou pinhão e cremalheira. A transmissão por correias geralmente necessitaria de correias muito largas. Ainda, correias sincronizadoras são frequentemente utilizadas em reduções, pois, neste caso, o comprimento reduzido permite uma elevada rigidez mecânica.

Gross (1981) apresenta que a frequência natural de um sistema mecânico é dada por

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{M}}. \quad (1.1)$$

onde  $k$  é a constante elástica e  $M$  a massa. Desta forma pode-se inferir que um sistema com uma massa pequena é muito mais fácil de obter uma alta dinâmica. Isso pode ser verificado em máquinas de corte a *LASER* facilmente pela diferença vista entre o eixo que carrega a ponte (aqui denominado Y) e o eixo que carrega o efetuador (aqui denominado X). Devido à pequena massa carregada presente no eixo X, sua frequência natural fica bastante elevada, atingindo os requisitos de desempenho mesmo com um controlador clássico. No entanto a massa carregada no eixo Y é bastante significativa, tornando a frequência natural reduzida e impondo limites severos de desempenho.

O sistema de transmissão por polias e correias sincronizadoras é um dos mais utilizados em máquinas de média precisão, apresentando vantagens principalmente no custo da solução. No entanto este tipo de acionamento implica em uma transmissão elástica, que se ignorada vai ocasionar erros de seguimento de trajetória, oscilações e sobrepassagem do efetuador.

Além do custo, este tipo de acionamento, quando comparado a sistemas acionados por fusos permitem velocidades máximas maiores devido à limitação de rotação máxima dos fusos ou castanhas e à alta redução deste acionamento. Fusos também estão limitados a um tamanho máximo de eixo em torno de 3m, sendo necessário o uso de correias ou cremalheiras para comprimentos maiores. Cremalheiras apresentam uma boa rigidez e velocidades elevadas, mas tem um sistema de acionamento complexo para garantir precisão de movimentação e um custo maior que correias.

O atrito é uma das não linearidades mais importantes nos sistemas de transmissão de máquinas de corte a *LASER*, que causa a degradação do desempenho no controle de movimento e um conseqüente seguimento de trajetória insatisfatório. A literatura trata amplamente da compensação de atrito em máquinas de alta precisão, como (Altpeter, 1999). Diversos modelos de atrito foram desenvolvidos (Canudas de Wit *et al.*, 1995), (Olsson *et al.*, 1998), (Dupont *et al.*, 2002). No entanto, mostra-se escassa no tratamento de máquinas de alta dinâmica e média precisão, como é o caso das máquinas *LASER*.

Apesar do corte utilizando o *LASER* ser uma técnica já amplamente estabelecida, é difícil encontrar na literatura trabalhos sobre o acionamento para estas máquinas. Hace *et al.* (1998) apresentam uma discussão sobre o controle de movimento para esta aplicação, tratando inclusive de problemas típicos como o acionamento por correias e as oscilações e sobrepassagem decorrentes da elasticidade da transmissão. Parte desta falta deve-se ao fato de uma máquina de corte a *LASER* ser bastante similar a uma máquina do tipo *Router*, mas a ausência de força de corte e a massa reduzida permitem dinâmicas maiores e, portanto, maiores velocidades de processamento. A ausência de força de corte opondo-se ao movimento também acarreta em um menor amortecimento do movimento.

Algumas técnicas não convencionais já foram propostas para o controle de sistemas mecânicos elásticos, como redes neurais em (Schröder, 2000), estrutura variável em (Hace *et al.*, 1999) e (Hace *et al.*, 1998) e sistemas nebulosos em (Schröder, 2000) e (Kulkarni e El-Sharkawi, 2001). No entanto todos estes trabalhos baseiam-se na disponibilidade de medição direta da posição.

Os controladores tradicionais assumem para o controle que a carga é rígida, não tendo portanto um desempenho satisfatório para uma carga elástica quando sujeita a uma dinâmica rápida. Os controladores de posição tradicionais também não possuem uma compensação adequada do atrito presente na cadeia de transmissão do movimento, levando a inexatidão do posicionamento e oscilações.

## 1.1 Objetivo

A proposta deste trabalho surgiu da necessidade da empresa Automatiza Sistemas de desenvolver um controlador próprio para máquinas de corte a *LASER* que não só melhorasse o desempenho em relação a situação existente como também reduzisse seu custo.

A situação existente baseia-se em componentes adquiridos de terceiros que geram um custo acima do desejado e impede o acesso a ajustes mais detalhados da implementação. Além disso, a solução existente expõe a Automatiza a um risco tecnológico pela dependência destes fornecedores.

Tendo em vista o exposto, a proposta deste trabalho é apresentar uma solução de acionamento para máquinas de corte a *LASER* que apresente um desempenho satisfatório a um custo reduzido. O sistema proposto inclui a alteração do sistema de geração de trajetória, controladores, acionamento dos motores, interface com a máquina e comunicação com o computador por um hardware dedicado desenvolvido no âmbito deste trabalho.

Para avaliar o desempenho do sistema será utilizada uma máquina PRISMA comercializada pela Automatiza Sistemas adaptada ao sistema de acionamento proposto neste trabalho.

Esta máquina deverá ser capaz de movimentar-se com perfis de velocidade trapezoidais, com acelerações de até  $6m/s^2$  e velocidades para avanço rápido de até  $0.25m/s$ , não podendo ter erros de seguimento de trajetória superiores a  $\pm 100\mu m$ . O controlador deverá ser implementável em um *hardware* dedicado, de forma robusta e confiável.

Devido a restrições de custo do produto final, não se dispõe a medição direta de posição linear. Isto introduz uma restrição no projeto do controlador que deve ser considerada.

## 1.2 Organização do Trabalho

As máquinas de corte a *LASER*, seus acionamentos, controladores e requisitos de desempenho são apresentados no capítulo 2.

No capítulo 3 é apresentada a máquina sobre a qual foram desenvolvidos os testes com os controladores apresentados.

No capítulo 4, o modelo do acionamento da máquina e o modelo de atrito utilizado (modelo de LuGre) são apresentados.

O capítulo 5 descreve os controladores (i) clássico normalmente utilizado e (ii) o proposto neste trabalho. A implementação do modelo de LuGre utilizado na compensação do atrito é também descrita neste capítulo

No capítulo 6 apresentam-se os resultados de simulação e experimentais obtidos com o controlador proposto em uma máquina de corte a *LASER* da empresa Automatiza Sistemas. Os resultados obtidos com o controlador proposto são comparados com o controlador clássico atualmente utilizado nas máquinas.

As conclusões e perspectivas deste trabalho são apresentadas sucintamente no capítulo 7.

## Capítulo 2

# Acionamentos para máquinas de corte a *LASER*

As máquinas de corte e marcação a *LASER* atuais utilizam principalmente duas arquiteturas distintas. A saber, galvanométricas e de óptica móvel, sendo a diferença entre ambas o sistema de movimentação do feixe. Estas duas arquiteturas tem características muito diferentes, sendo que a escolha da arquitetura a ser utilizada tem uma conexão muito próxima com o tipo de aplicação. Colocando de uma maneira bastante simplificada, as máquinas galvanométricas têm aplicação principal no mercado de marcação e as máquinas de óptica móvel no mercado de corte.

Em alguns poucos casos é interessante utilizar uma máquina cartesiana com o canhão junto ao efetuator final. Máquinas de grande área e baixa e média potência eventualmente utilizam esta opção devido ao caminho óptico constante. Como este caso é bastante raro, posto que máquinas de área grande usualmente têm canhões de alta potência que não são carregáveis, não é muito relevante seu estudo. Em alguns outros casos pode ser interessante movimentar a peça a ser processada, mas este também é um caso com aplicabilidade bastante restrita e, portanto, não terá seu estudo aprofundado. Por fim, em algumas aplicações industriais onde a superfície de corte ou marcação tem uma geometria tridimensional complexa a lente focalizadora encontra-se no efetuator de um manipulador antropomórfico e o feixe é transportado por uma fibra óptica.

### 2.1 Máquinas de óptica móvel

Uma máquina de óptica móvel (*flying optics*, em inglês) tem uma estrutura em que os espelhos e lentes são carregados por um sistema de posicionamento cartesiano de dois eixos.

Ela tem um conjunto de espelhos fixos que posicionam o feixe desde o canhão até colocá-lo paralelo a um eixo de movimentação da mesa, que aqui será denominado "Y". Este eixo movimenta um espelho sobre o feixe, deslocando-o 90° e colocando-o paralelo ao outro eixo da máquina. Denominar-se-á este segundo eixo de "X". Juntamente com o espelho, o eixo Y carrega uma ponte, a qual movimenta o efetuator. O efetuator é composto de um espelho que desloca o feixe em 90° para a direção do campo de trabalho e uma lente que focaliza o feixe no plano de corte.

A figura 2.1 mostra o princípio de funcionamento. Nela pode-se observar um espelho fixo que posiciona o feixe paralelo ao movimento do eixo Y. O primeiro espelho móvel é o que movimenta-se com o eixo Y e desloca o feixe para a direção da ponte. Com a movimentação do eixo Y, o feixe acompanha a ponte, estando sempre na mesma posição relativa a esta. Na ponte tem-se a movimentação do eixo X, que desloca o segundo espelho móvel, contido no efetuator final. Este espelho então desloca o feixe para a lente e o plano de corte. Na figura 2.2 pode-se observar a estrutura de um efetuator.

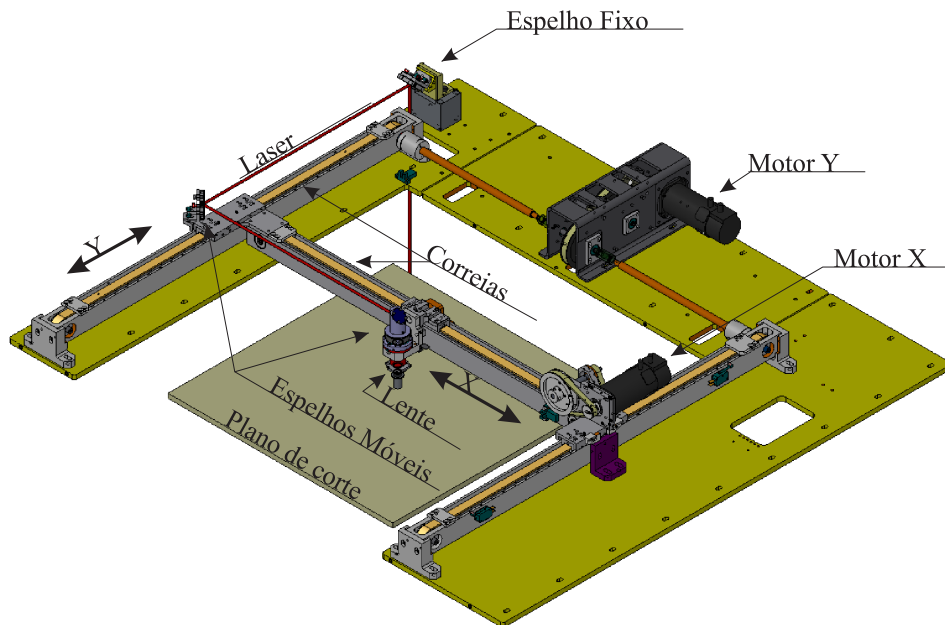


Figura 2.1: Princípio de operação de máquina de óptica móvel

Este tipo de arquitetura de máquina tem a vantagem de conseguir um ponto focal constante e próximo ao teórico ( $d_0$ , conforme a equação 2.1 abaixo) em todo o campo da máquina, assim como a possibilidade de injetar algum tipo de gás auxiliar na região de corte para facilitar ou para melhorar a qualidade do corte ou marcação. O foco teórico é definido por:

$$d_0 = \frac{2f\lambda}{D} \quad (2.1)$$

onde  $f$  é a distância focal da lente focalizadora,  $D$  é diâmetro do feixe de entrada na lente e  $\lambda$  é o comprimento de onda, conforme apresentado na figura 2.2. Também na figura 2.2

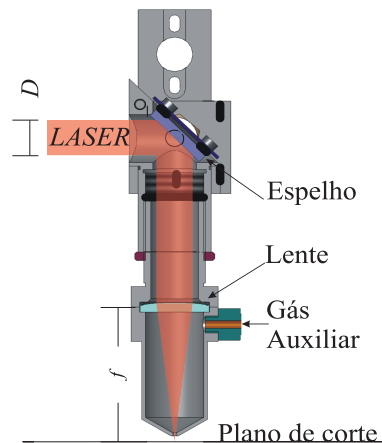


Figura 2.2: Focalização e inserção de gás auxiliar

pode ser observada a inserção de gás auxiliar. Um ponto focal pequeno é importante pois o corte ou marcação depende da quantidade de energia disponível por área. Logo, para uma mesma operação, a potência do *LASER* necessária para executá-la aumenta de acordo com o quadrado do diâmetro do foco.

Outra característica importante desta máquina é a constante ortogonalidade do feixe ao plano de corte. Esta ortogonalidade é imprescindível para o corte de materiais espessos, pois um feixe inclinado iria imprimir um corte em ângulo, indesejável.

Estas máquinas são acionadas por servomotores. Na figura 2.1 é apresentado um exemplo em que o sistema de acionamento é feito por correias, mas este pode ser feito, de acordo com os requisitos da máquina, com fusos, pinhão e cremalheira ou até motores lineares. Uma característica importante do acionamento por óptica móvel é a reduzida massa que é carregada pelo sistema de posicionamento, permitindo uso de uma dinâmica elevada no posicionamento do *LASER* no plano de corte e rápidas velocidades de corte.

## 2.2 Máquinas galvanométricas

Uma máquina galvanométrica tem uma estrutura com dois espelhos acoplados a galvanômetros. A movimentação angular destes espelhos determina o posicionamento do feixe sobre a área de trabalho.

Um sistema de focalização com distância focal fixa para este tipo de arquitetura significaria colocar o ponto focal sobre uma calota esférica e não sobre um plano. Este problema pode ser resolvido pelo emprego de um sistema móvel de lentes, que altera a distância focal de acordo com a posição em que se deseja o ponto, ou pelo uso de lentes específicas para este propósito, chamadas de lente  $F - \theta$ .

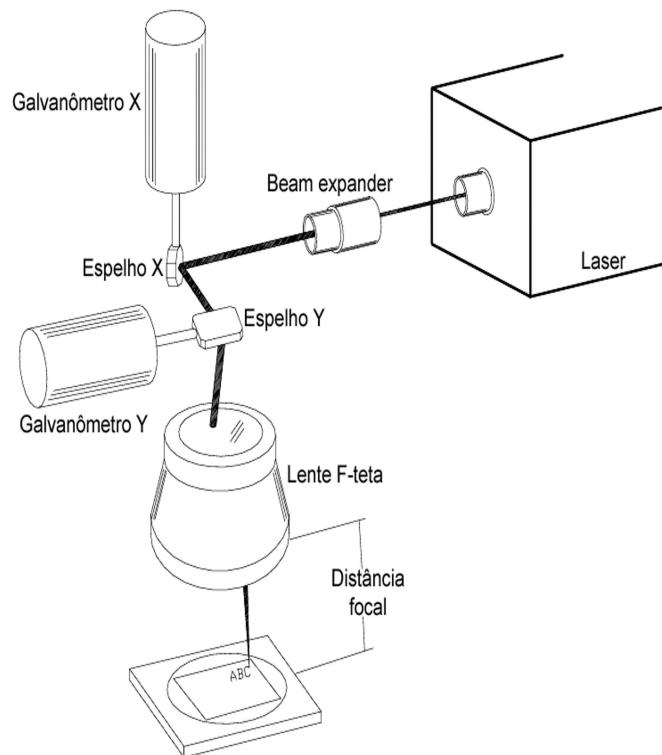


Figura 2.3: Princípio de operação de máquina galvanométrica com lente F- $\theta$

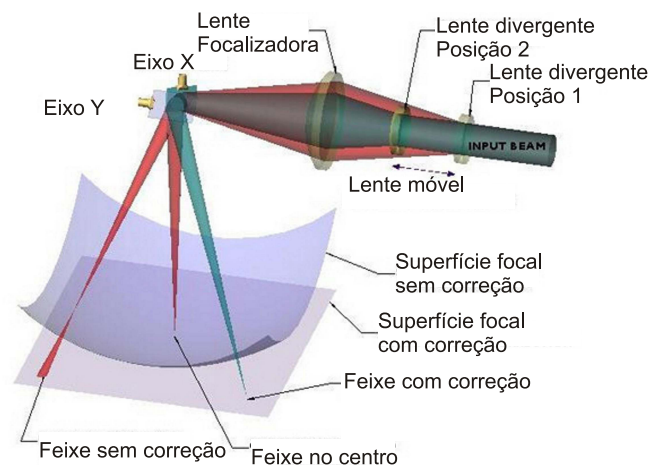


Figura 2.4: Princípio de operação de máquina galvanométrica com 3 eixos

A lente que focaliza o feixe sobre a área de trabalho pode estar antes dos espelhos posicionadores, na arquitetura denominada pré-objetiva, ou após os espelhos posicionadores, denominada portanto de pós-objetiva. O princípio de operação para uma máquina pré-objetiva pode ser visualizado na figura 2.4. Já para uma máquina pós-objetiva, o princípio de operação pode ser visualizado na figura 2.3. A arquitetura pré ou pós-objetiva determina se serão utilizadas lentes móveis ou lentes  $F - \theta$ .

As máquinas com princípio pós-objetivo são mais comuns, posto que têm menor custo.

As máquinas pré-objetivas, com sistema de lentes móveis, apresentam maior custo e maior complexidade construtiva, mas compensam com um melhor ponto focal e a possibilidade de variação do campo de trabalho.

O acionamento dos espelhos por galvanômetros indica que estas máquinas têm uma resposta muito rápida e uma parte móvel muito pequena. Dados os requisitos de velocidade e o comportamento bastante linear dos motores, geralmente são utilizados controladores analógicos para este tipo de máquina. Fica portanto a cargo do sistema computacional fornecer apenas as referências de posição angular, em tempo real, para os motores. Estas referências podem necessitar de taxas de atualização muito rápidas, chegando a  $10\mu s$ .

A tabela 2.1 abaixo apresenta uma breve comparação qualitativa entre as arquiteturas de máquina apresentadas.

<b>Arquitetura</b>	<b>Velocidade</b>	<b>Ponto Focal</b>	<b>Campo</b>	<b>Custo</b>	<b>Outros</b>
Óptica Móvel	Lenta a média	Muito pequeno a médio	Médio a grande	Baixo a alto	Feixe sempre ortogonal ao campo de trabalho e possibilidade de uso de gás auxiliar.
Galvanométrica de 2 eixos	Rápida a muito rápida	Médio a grande	Pequeno a médio	Baixo a médio	
Galvanométrica de 3 eixos	Média a muito rápida	Pequeno a grande	Pequeno a grande	Médio a alto	Ponto focal e campo ajustáveis e possibilidade de marcação em áreas não-planas

Tabela 2.1: Comparação entre arquiteturas.



## Capítulo 3

### Máquina utilizada nos experimentos



Figura 3.1: Foto da máquina Prisma utilizada nos ensaios

O objetivo deste trabalho recai sobre o controle de máquinas de óptica móvel. Assim, uma máquina Prisma da Automatiza Sistemas foi adaptada para a efetivação dos testes experimentais do controlador. A máquina utilizada nos testes pode ser visualizada na figura 3.1. Ela tem como características uma área de trabalho de 500mm x 500mm e aplicação principal no segmento têxtil. São utilizados canhões *LASER* de  $CO_2$  de 25W a 50W com esta máquina. Dada sua aplicação no mercado têxtil, sua característica de maior interesse é

a velocidade de corte. Entretanto, como o trabalho tem pretensões de aplicação em outros produtos da empresa, características de precisão e qualidade do movimento não podem ser descartadas. Como exemplo pode-se citar o corte de acrílico, onde uma movimentação suave é muito importante para que se tenha um acabamento superficial no corte de boa qualidade. Na figura 3.2 pode-se visualizar a área de trabalho desta máquina.

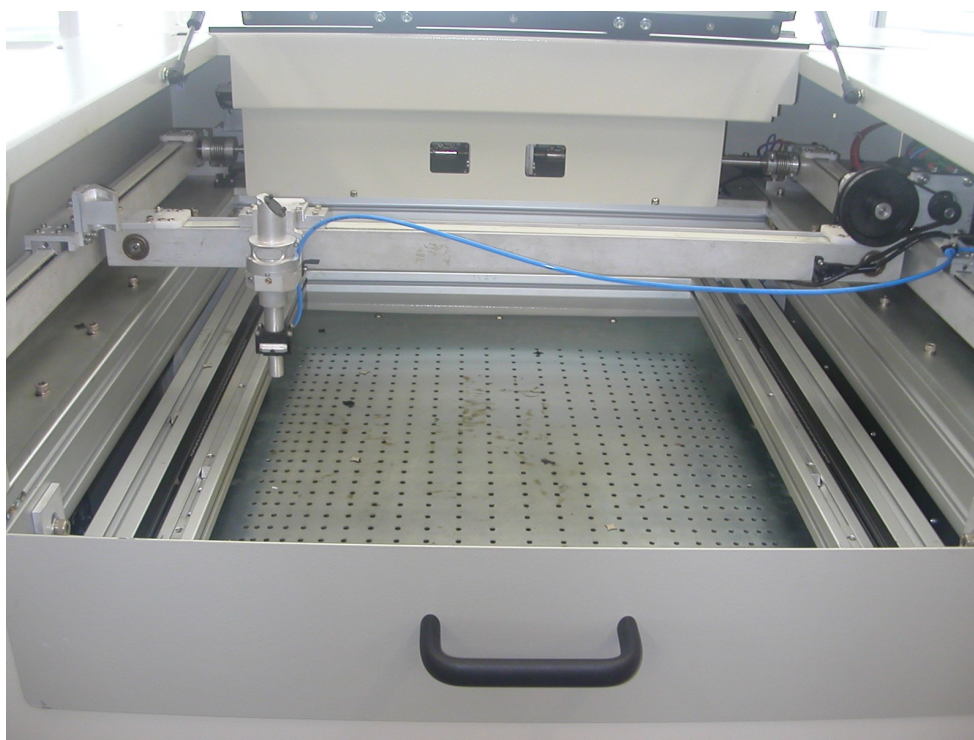


Figura 3.2: Foto da área de trabalho da máquina

A máquina utilizada apresenta um acionamento por correias sincronizadoras e polias, tanto na movimentação da ponte quanto do efetuador. Uma redução composta de polias e correias sincronizadoras foi utilizada em ambos os eixos também. A figura 2.1, utilizada para apresentar o princípio de funcionamento das máquinas de óptica móvel, mostra também o princípio de acionamento desta máquina em particular, juntamente com sua motorização. As figuras 3.2 e 3.3 mostram fotos da máquina onde o acionamento mecânico é visível.

Na máquina utilizada nos testes, a motorização foi feita com servomotores de corrente contínua. A escolha por motores de corrente contínua deu-se pela simplicidade de acionamento e modelagem associados a estes motores, juntamente com o custo inferior quando comparados a servomotores de corrente alternada. Para a classe de potência e torque necessários para a aplicação ao tipo de máquina desejado, estes motores atendem muito bem e são disponibilizados por diversos fabricantes. Nesta implementação específica foram utilizados motores da Sanyo-Denki. O *LASER* utilizado foi um 48-2 da *Synrad*, que possui 25W de potência de saída.

O acionamento dos motores e medição da corrente foi feito sobre *hardware* desenvol-

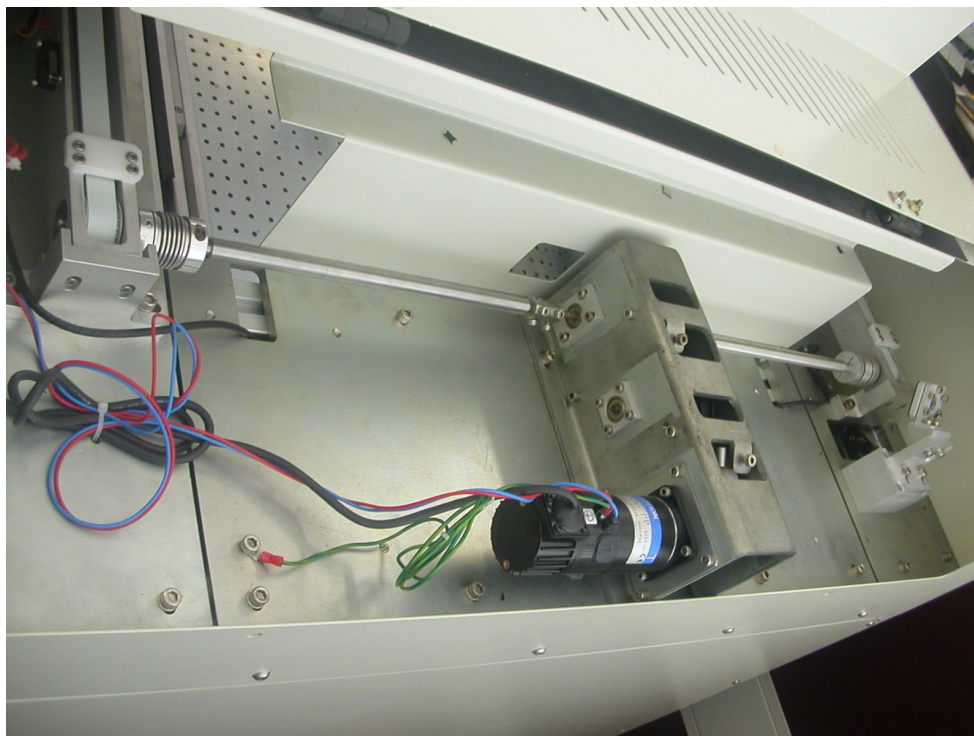


Figura 3.3: Foto do motor, redução e transmissão que acionam o eixo Y da máquina

vido na Automatisa Sistemas para este propósito. Esta placa pode ser vista na foto da figura 3.4. Com esta placa foram relaxados os requisitos de tempo real do computador, pois esta armazena um conjunto elevado de comandos em uma fila interna. Acrescido a isto, a menor distância entre dois pontos não está mais restringida pelo tempo de acesso às placas de comando, mas pelo período do controlador e do gerador de trajetórias, o qual é muito menor.

O acionamento desta máquina utilizava-se de servomotores Yaskawa com seus respectivos acionamentos, que podem ser vistos na figura 3.5. Os acionamentos são responsáveis pelo controle dos motores e recebem as referências de posição digitalmente na forma de pulso e direção. O controlador utilizado pela Yaskawa tem a mesma estrutura do controlador tratado como clássico neste trabalho, a não ser pela ausência de um integrador no controlador de posição.

Para a geração de trajetória era utilizado um processador adquirido da *Performance Motion Devices* (PMD) conectado a um computador pelo barramento PCI, em uma placa desenvolvida pela Automatisa Sistemas. Neste caso o *device driver* do sistema operacional para esta placa era responsável por atingir os requisitos de tempo real para o acionamento da máquina. Isto sobre um sistema operacional de propósito geral como é utilizado apresenta problemas de robustez. Juntamente com isso existe a necessidade de transmissão dos sinais entre a máquina e o computador de forma paralela, portanto volumosa e sujeita a falhas.

A comunicação com o computador foi alterada para um interface padrão USB de alta velocidade (480Mbps). A alteração da interface promoveu uma maior confiabilidade da



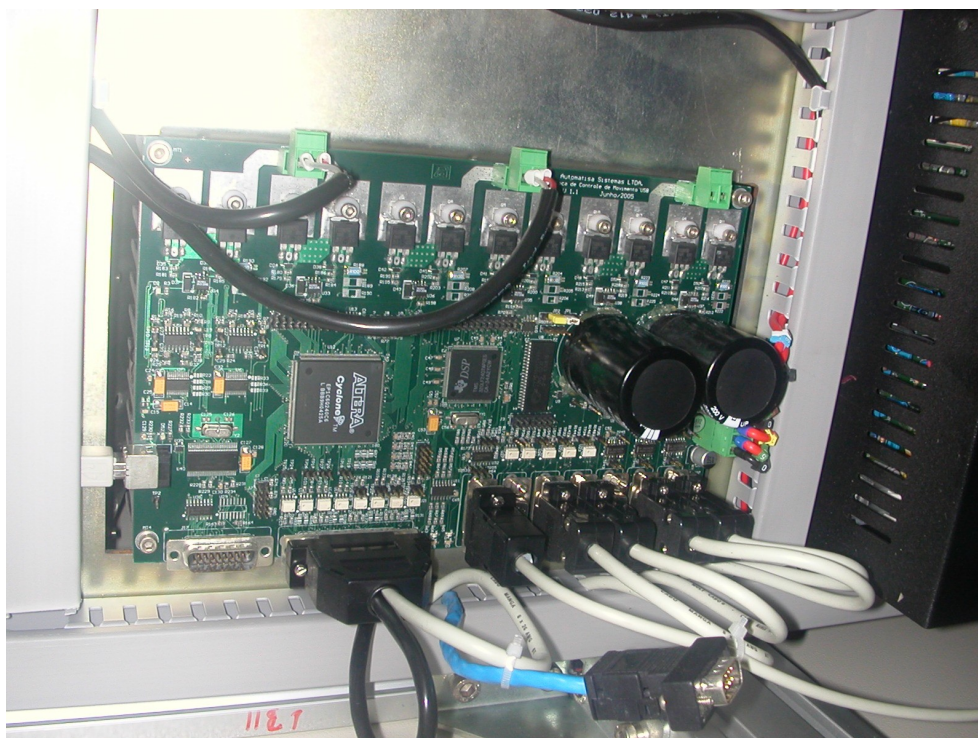


Figura 3.4: Foto da placa de controle utilizada nos ensaios

comunicação entre a máquina e o computador, pois é um cabo menos volumoso e padronizado e o protocolo admite verificação de erros de comunicação entre máquina e computador.

Como pode ser visto nas figuras 3.5 e 3.6, os cabos anteriormente utilizados eram bastante volumosos. Além do volume, o transporte de sinais analógicos e o transporte de um número elevado de sinais paralelos tornava o tamanho máximo de cabo bastante curto e o sistema sujeito a falhas. A utilização da interface USB ainda acrescenta a vantagem de não haver necessidade de instalação de placas dentro do gabinete do computador. Isto facilita as operações de manutenção, pois manutenções no computador podem ser feitas facilmente pelo proprietário sem necessidade de intervenção do fabricante da máquina.

As principais tarefas desta nova placa de controle são a geração de trajetória, o acionamento e controle dos motores e a comunicação entre o computador e a máquina. Além das tarefas de controle e geração de trajetória, a placa necessita comandar o *LASER* de forma sincronizada com o movimento, monitorar os interruptores de segurança e executar tarefas de entrada e saída simples como ler botões e acionar lâmpadas. A placa de comando também prevê uma interface de alta velocidade com um conversor analógico-digital para que possa comandar também a captura de imagens para o sistema de visão artificial da Automatisa Sistemas.

Para atingir os requisitos de funcionalidade, esta placa dispõe de três pontes em H com tensão de barramento de 100V para acionar motores de corrente contínua de até 500W, interface para três *encoders* digitais em quadratura, uma interface para chaves de segurança (duas



Figura 3.5: Foto dos *drives* comerciais utilizados

chaves de limite de curso e uma chave para determinação do zero-máquina) para cada acionamento de motor, uma saída modulada em largura de pulso (PWM) para acionar o *LASER* e uma interface com 8 entradas e 8 saídas isoladas. Para o processamento a placa dispõe de um dispositivo de lógica programável (FPGA) e um processador digital de sinais (DSP).

O processamento na placa de comando foi dividido entre o dispositivo de lógica programável (FPGA) e o processador digital de sinais (DSP) utilizados. Tarefas computacionalmente mais complexas, mas que tem um período maior, ficaram a cargo do DSP. Entraram nestas tarefas os controladores de posição e velocidade, bem como o gerador de trajetória e a monitoração da máquina. A implementação próxima do gerador de trajetórias e do controlador permite um maior intercâmbio de informações entre ambos, permitindo desta forma melhorar o desempenho geral do sistema. Tarefas simples ou com um período muito reduzido ficaram a cargo do FPGA. Entre estas ficaram a estimação da velocidade a partir da informação de posição do motor, a geração dos sinais de acionamento do motor e o controlador de corrente.

A substituição por completo das soluções de terceiros para o comando das máquinas

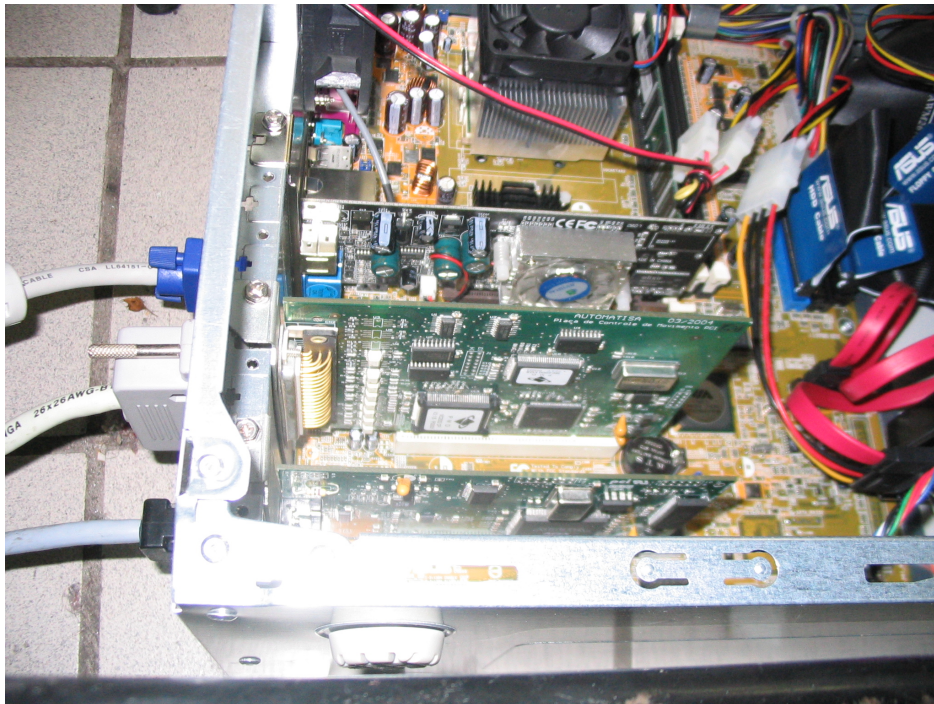


Figura 3.6: Foto das placas de comando PCI utilizadas

por uma solução própria trouxe diversas vantagens. Inicialmente houve uma redução significativa do custo, em torno de 50%, e a substituição de itens importados. Além disto, a substituição do sistema de acionamento possibilitou um melhor controle sobre os diversos componentes de *software* do sistema, facilitando assim a detecção de erros de *software* e permitindo que qualquer correção seja feita internamente. Por fim, um melhor desempenho foi obtido, com aumento da velocidade e precisão da máquina.

## Capítulo 4

# Modelo do sistema de posicionamento da máquina

Um modelo que tenha uma boa representação do sistema é de extrema valia para o projeto do controlador, para a análise de desempenho e para um bom projeto mecânico do sistema. Vale também um bom modelo para a compreensão do sistema, saber suas limitações e vantagens frente às diversas opções disponíveis.

### 4.1 Modelo da máquina

O sistema de transmissão por correias pode ser modelado como um sistema com duas massas livres conectadas por um mola, conforme apresentado na figura 4.1. Este modelo está de acordo com o utilizado por Haze *et al.* (1999). Note que o modelo de comportamento da mola não precisa ser obrigatoriamente linear com a posição ou velocidade. Neste caso a mola representa a correia, a primeira massa representa as inércias do motor, redução e todo o sistema de transmissão do movimento para a correia e a segunda massa representa a massa da carga.

Como a arquitetura da máquina é em ponte, esse modelo é relevante para o eixo Y, que deve carregar toda a massa da ponte. O eixo X pode ser considerado rígido, pois a pequena massa do efetuator garante uma frequência natural bastante elevada.

Na figura 4.2 pode ser observado o diagrama de blocos do modelo de um eixo acionado por um motor de corrente contínua. Neste caso é utilizado um modelo linear com a posição para o comportamento da correia (mola). Sabe-se que a correia tem variação na elasticidade com a velocidade, mas para a correia utilizada obtém-se do seu catálogo que esta variação é pequena para a faixa de velocidade pretendida, e foi portanto desconsiderada.

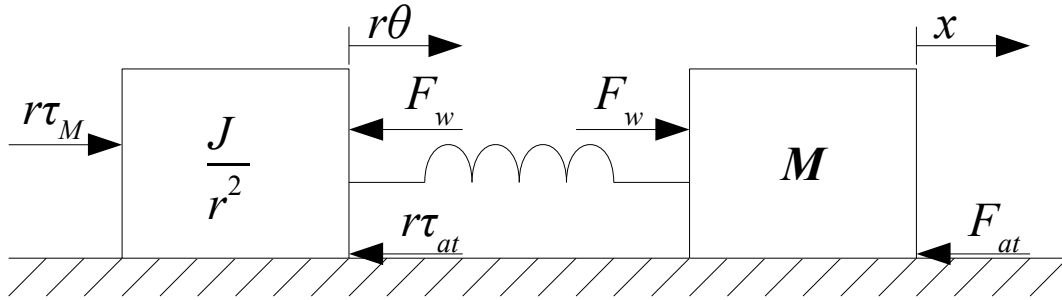


Figura 4.1: Diagrama do sistema massa-mola utilizado para representar a transmissão por correia

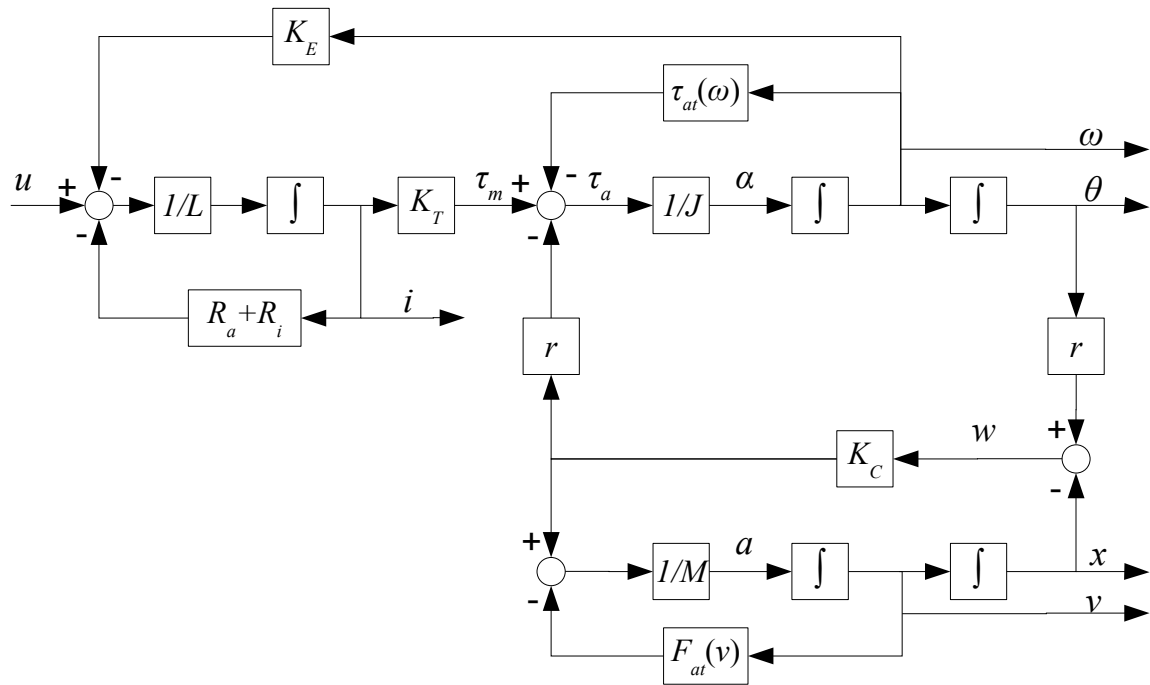


Figura 4.2: Diagrama do modelo de um eixo acionado por correias com redução

Este modelo, considerando-se a elasticidade da correia constante, pode ser escrito conforme a equação 4.1 abaixo:

$$\begin{aligned}
 \frac{di}{dt} &= \frac{1}{L} (u - (R_a + R_i)i - K_E \omega) \\
 \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} (K_T i - r K_C (r\theta - x) - \tau_{at}(\omega)) \\
 \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\
 \frac{dv}{dt} &= \frac{1}{M} (K_C (r\theta - x) - f_{at}(v)) \\
 \frac{dx}{dt} &= v,
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

onde  $u$  é a tensão de armadura,  $i$  é a corrente de armadura,  $\omega$  é a velocidade angular do motor,  $\theta$  é a posição angular do motor,  $v$  é a velocidade da carga e  $x$  é a posição da carga.



$L$  é a indutância de armadura,  $R_a$  a resistência de armadura,  $R_i$  a resistência de medição da corrente,  $K_E$  é a constante elétrica do motor,  $J$  é a inércia do acionamento da correia,  $K_T$  é a constante de torque do motor,  $r$  é a relação de transmissão entre a posição angular do motor e a posição linear da carga,  $K_C$  é a constante elástica da correia e  $M$  é a massa da carga.  $\tau_{at}(\omega)$  e  $f_{at}(v)$  representam o atrito antes e depois da correia, respectivamente.

Os parâmetros deste modelo podem ser determinados, talvez à excessão da constante elástica da correia, a partir de catálogos com boa exatidão. No caso do acionamento utilizado, a constante elástica da correia foi obtida a partir de catálogo também, por estar bem caracterizada nele. No entanto, esta informação freqüentemente não é disponibilizada. As massas e inércias também são obtidas por catálogos e modelagem CAD do acionamento.

Um fator importante para a compensação de atrito e o *feed-forward*<sup>1</sup> de aceleração é que a entrada do sistema deve ser em torque e não na tensão de armadura. Dada a relação linear entre corrente e torque, uma entrada em corrente é satisfatória. Conforme pode ser visto na equação 4.2 uma entrada em corrente admite ação direta sobre a aceleração e permite anular o termo responsável pelo atrito. A entrada do sistema em corrente, conforme a equação 4.2, é possível de ser obtida mediante o controle da corrente de armadura. Considerando-se uma entrada em tensão e uma saída em corrente para o sistema da equação 4.1, tem-se um sistema RL (resistivo e indutivo) com uma entrada de perturbação (que depende da velocidade) e portanto simples de controlar. Este sistema pode ser tornado bastante rápido em malha fechada, permitindo que a dinâmica entre sua entrada de referência e a saída seja desconsiderada para os demais controladores.

Considerando-se a entrada do sistema em corrente, conforme acima exposto, o modelo pode ser reduzido para:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J} (K_T i - r K_C (r\theta - x) - \tau_{at}(\omega)) \\ \dot{\theta} &= \omega \\ \dot{v} &= \frac{1}{M} (K_C (r\theta - x) - f_{at}(v)) \\ \dot{x} &= v,\end{aligned}\tag{4.2}$$

onde agora a sua entrada é a corrente  $i$ . Conforme exposto, tem-se assim o atrito somado à entrada do sistema, podendo este ser estimado e compensado por meio da entrada em corrente. Aqui fica claro que o atrito da transmissão pode ser compensado, mas não o atrito da carga, por não haver ação de controle que atue diretamente sobre ele. Entretanto, o atrito da carga é acoplado à entrada pelo termo  $K_C(r\theta - x)$ , ou seja, pela correia. Considerando-se a correia rígida, ambas as forças de atrito acabam por somar-se e podem ser consideradas como uma única. Mesmo que não completamente, o atrito da carga pode ser parcialmente compensado, ficando a atuação sobre ele sujeita a dinâmica da correia. Conforme os resultados

<sup>1</sup>*feed-forward* pode ser traduzido como realimentação em avanço, mas optou-se pelo uso do termo em inglês, mais comum.

demonstram, essa compensação mostra-se satisfatória para o caso presente.

## 4.2 Modelo de atrito

Diversos modelos de atrito estão presentes na literatura. Modelos simples como o de Coulomb vêm sendo utilizados para compensação de atrito há muito tempo em acionamentos clássicos, estando incluso em alguns controladores comerciais.

### 4.2.1 Modelos estáticos de atrito

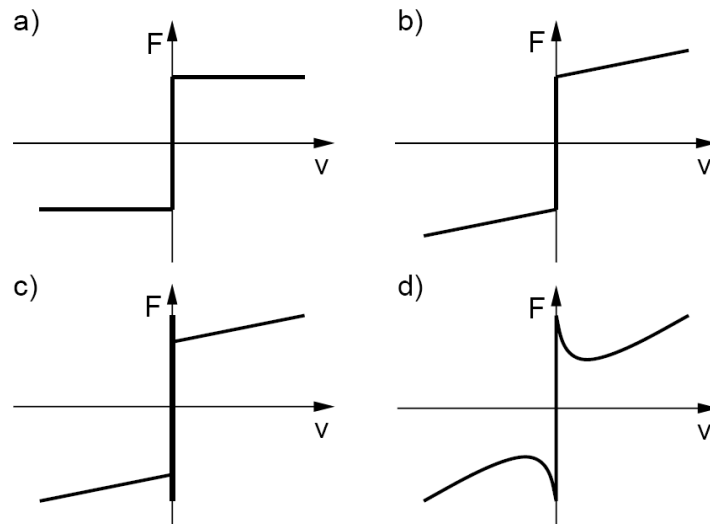


Figura 4.3: Exemplos de modelos de atrito estáticos.

Olsson *et al.* (1998) apresenta de forma resumida os diversos modelos desenvolvidos de atrito estático. Armstrong e Canudas de Wit (1996) também apresenta uma descrição destes modelos. Na figura 4.3, obtida de Olsson *et al.* (1998), tem-se a evolução destes modelos, do modelo de Coulomb na figura 4.3a, com o acréscimo do atrito viscoso na figura 4.3b, do atrito estático na figura 4.3c e finalmente o modelo de Stribeck na figura 4.3d. Altpeter (1999) apresenta uma implementação de compensação de atrito utilizando o modelo visto na figura 4.3d e a compara com o modelo dinâmico de LuGre, com clara melhora da compensação com a inclusão do modelo dinâmico. Os modelos estáticos conseguem capturar um conjunto de efeitos decorrente do atrito reduzido. Os efeitos que ocorrem em regime de pré-escorregamento não tem como ser modelados com qualquer destes modelos.

### 4.2.2 Modelos dinâmicos de atrito

A compreensão do atrito como a deflexão microscópica das irregularidades da superfície levou a sua modelagem como a deflexão elástica de cerdas no contato entre duas superfícies. A presença de elementos elásticos no modelo leva intuitivamente à modelagem dinâmica deste comportamento. A analogia entre as junções formadas pela rugosidade das superfícies e o contato entre cerda tem caráter meramente ilustrativo.

Dentre os diversos modelos dinâmicos que foram propostos, o modelo de LuGre, desenvolvido pelas universidades de Lund e Grenoble, foi o que ganhou maior aceitação. Canudas de Wit *et al.* (1995) apresenta o modelo de LuGre para atrito, conforme pode ser visto na equação 4.3 abaixo. Este modelo tem comportamento computacional melhor do que os modelos estáticos e consegue capturar a maioria dos efeitos decorrentes do atrito. Este modelo introduz uma variável de estado no sistema, denominada  $z$ , que representa a deflexão média das cerdas. Esta deflexão gera o termo  $\sigma_0 z + \sigma_1 \dot{z}$  da força de atrito, onde os parâmetros  $\sigma_0$  e  $\sigma_1$  representam os coeficientes de elasticidade e amortecimento do contato. O parâmetro  $\sigma_2$  representa o coeficiente de atrito viscoso do modelo, que juntamente com  $g(v)$  representa a curva de resposta estática (velocidade constante) para o atrito, descrevendo uma curva como a visualizada na figura 4.3d. A força e velocidade de Stribeck são representados por  $F_S$  e  $v_s$ , a força de Coulomb por  $F_C$  e a velocidade por  $v$ .

$$\begin{aligned} f_{at}(v, z) &= \sigma_0 z + \sigma_1 \dot{z} + \sigma_2 v \\ \dot{z} &= v - \frac{\sigma_0 |v| z}{g(v)} \\ g(v) &= F_C + (F_S - F_C) e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Utilizando o modelo de *LuGre* apresentado na equação 4.3 para a modelagem dos atritos no modelo, tem-se o seguinte modelo para o sistema:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{1}{L} (u - (R_a + R_i)i - K_E \omega) \\ \frac{dz_M}{dt} &= \omega - \frac{\sigma_{0M} |\omega| z_M}{\tau_C + (\tau_S - \tau_C) e^{-\left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} \left( K_T i - r K_C (r\theta - x) - \left( \sigma_{0M} z_M + \sigma_{1M} \left( \omega - \frac{\sigma_{0M} |\omega| z_M}{\tau_C + (\tau_S - \tau_C) e^{-\left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}} \right) + \sigma_{2M} \omega \right) \right) \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{dz_C}{dt} &= v - \frac{\sigma_{0C} |v| z_C}{F_C + (F_S - F_C) e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2}} \\ \frac{dv}{dt} &= \frac{1}{M} \left( K_C (r\theta - x) - \left( \sigma_{0C} z_C + \sigma_{1C} \left( v - \frac{\sigma_{0C} |v| z_C}{F_C + (F_S - F_C) e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2}} \right) + \sigma_{2C} v \right) \right) \\ \frac{dx}{dt} &= v. \end{aligned} \quad (4.4)$$

A fim de simplificar a notação pode-se definir um vetor de estado da seguinte forma:

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i \\ z_M \\ \omega \\ \theta \\ z_C \\ v \\ x \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

obtendo então a equação por variáveis de estado do modelo dada pela equação 4.6 abaixo:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (-(R_a + R_i)x_1 - K_E x_3) \\ x_3 - \frac{\sigma_{0M}|x_3|x_2}{\tau_C + (\tau_S - \tau_C)e^{-\left(\frac{x_3}{\omega_S}\right)^2}} \\ \frac{1}{J} \left( K_T x_1 - rK_C(r x_4 - x_7) - \sigma_{0M}x_2 - \sigma_{1M} \left( x_3 - \frac{\sigma_{0M}|x_3|x_2}{\tau_C + (\tau_S - \tau_C)e^{-\left(\frac{x_3}{\omega_S}\right)^2}} \right) - \sigma_{2M}x_3 \right) \\ x_6 - \frac{x_3}{\frac{\sigma_{0C}|x_6|x_5}{F_C + (F_S - F_C)e^{-\left(\frac{x_6}{v_S}\right)^2}}} \\ \frac{1}{M} \left( K_C(r x_4 - x_7) - \sigma_{0C}x_5 - \sigma_{1C} \left( x_6 - \frac{\sigma_{0C}|x_6|x_5}{F_C + (F_S - F_C)e^{-\left(\frac{x_6}{v_S}\right)^2}} \right) - \sigma_{2C}x_6 \right) \\ x_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u. \quad (4.6)$$

A identificação de parâmetros é tratada por Altpeter (1999) com um conjunto de ensaios que reduzem o número de parâmetros a serem identificados em cada ensaio, tentando aproximar a identificação do modelo pelas técnicas amplamente dominadas para identificação de sistemas lineares.

Altpeter (1999) cita 4 experimentos e sugere o uso de 3. Como a inércia pode ser estimada com boa exatidão por modelos analíticos e dados de catálogo, foram utilizados apenas dois ensaios dos propostos, a saber, o ensaio para obtenção da curva estática de atrito e o ensaio em regime de pré-escorregamento. Os resultados destes ensaios para o eixo Y da máquina utilizada podem ser visualizados nas figuras 4.4 e 4.5.

Para o ensaio da resposta estática, movimenta-se o sistema com velocidade constante. Após tempo suficiente para a estabilização, é efetuada a medição da corrente necessária para manter a velocidade. Da condição de velocidade constante e da equação 4.2 tem-se:

$$\begin{aligned} 0 &= \dot{\omega} = \frac{1}{J} (K_T i - rK_C(r\theta - x) - \tau_{at}(\omega)) \\ 0 &= \dot{v} = \frac{1}{M} (K_C(r\theta - x) - f_{at}(v)) \end{aligned}$$

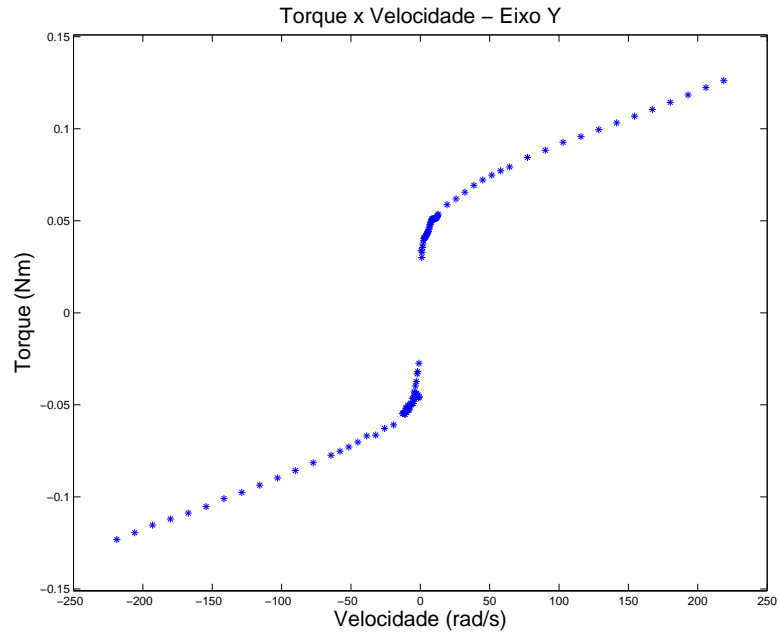


Figura 4.4: Ensaio de resposta estática

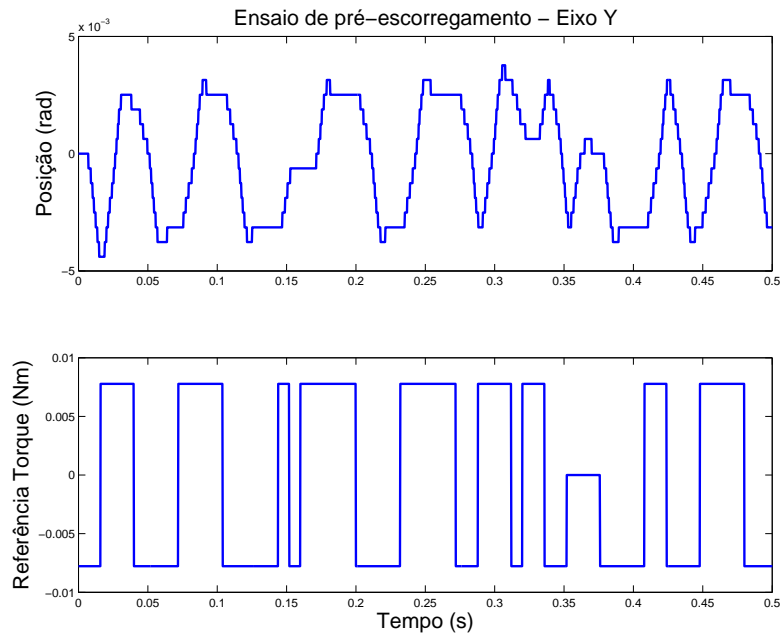


Figura 4.5: Ensaio de pré-escoreamento

portanto  $K_C(r\theta - x) = f_{at}(v)$  e  $K_T i = r f_{at}(v) + \tau_{at}(\omega)$ . Como  $f_{at}(v)$  é constante:

$$\frac{df_{at}(v)}{t} = 0 = K_C \left( r \frac{d\theta}{dt} - \frac{dx}{dt} \right) = r\omega - v$$

logo,  $v = r\omega$ .

Assumindo-se que o atrito combinado da carga e da transmissão possa ser modelado, para a compensação, de acordo com a equação 4.3, obtém-se:

$$\begin{aligned} 0 &= \dot{z} = v - \frac{\sigma_0 |v|z}{F_C + (F_S - F_C)e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2}} \\ 0 &= v \left( 1 - \frac{\sigma_0 \text{sgn}(v)z}{F_C + (F_S - F_C)e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2}} \right) \\ \sigma_0 z &= \text{sgn}(v) \left( F_C + (F_S - F_C)e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2} \right) \end{aligned}$$

portanto:

$$f_{at}(v) = \text{sgn}(v) \left( F_C + (F_S - F_C)e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2} \right) + \sigma_2 v. \quad (4.7)$$

Assim, do ensaio estático obtém-se os parâmetros  $F_C$ ,  $F_S$ ,  $v_s$  e  $\sigma_2$  por algum método de minimização não-linear. Pacotes matemáticos como o MATLAB ou o SCILAB fornecem ferramentas para tal fim.

O ensaio de pré-escorregamento consiste em obter a resposta dinâmica do sistema fornecendo a ele uma referência de torque muito menor que o torque de ruptura identificado no ensaio estático ( $\tau_s + rF_S$ ). Como o torque aplicado é inferior ao torque de ruptura, não há uma movimentação significativa do sistema e o risco de colisão com o fim do curso para o ensaio em malha aberta é efetivamente eliminado. O torque aplicado deverá estar entre 10% e 20% do torque de ruptura anteriormente identificado. Dada esta condição e, mais uma vez, assumindo-se uma transmissão rígida para a compensação de atrito, tem-se uma resposta aproximadamente linear de segunda ordem, conforme demonstrado em (Altpeter, 1999). Pode-se portanto utilizar as técnicas convencionais de identificação de sistemas lineares para que a resposta seja aproximada por:

$$\frac{X(s)}{T(s)} = \frac{1}{Js^2 + (\sigma_1 + \sigma_2)s + \sigma_0}. \quad (4.8)$$

A inércia é conhecida de catálogo e modelagem CAD e o coeficiente de atrito viscoso ( $\sigma_2$ ) é conhecido a partir do ensaio anterior, ficando como variáveis para identificação por este ensaio  $\sigma_0$  e  $\sigma_1$ . A inércia poderia ser identificada também por este experimento, mas a baixa resolução disponível a partir do *encoder* torna este resultado muito ruim. Um ensaio em alta velocidade, sem inversão de movimento, provê uma estimativa melhor para a inércia, que então define a constante de tempo de um sistema de primeira ordem entre torque e velocidade. No entanto, este ensaio necessitaria ser feito em malha-aberta, o que não é razoável devido a limitação do campo de trabalho. Os dados de catálogo e os dados analíticos fornecidos pelo modelo CAD tem uma boa exatidão e são preferíveis neste caso.

Tendo todos os parâmetros do modelo já identificados, seria interessante apresentar um gráfico do torque de atrito pela velocidade mostrando as características do modelo de atrito em torno da origem, onde poderia-se observar os diversos efeitos do atrito com relação a seu comportamento dinâmico. Este gráfico não pode ser apresentado aqui dado que a medição de velocidade com um *encoder* digital, quando a velocidade for reduzida, tem uma disponibilidade muito baixa dos dados. Isto ocasiona períodos elevados de amostragem, quando a velocidade for estimada com uma variação de posição fixa, ou baixa resolução da medição, quando a velocidade é estimada com um período de amostragem fixo. A solução para uma melhor medição de velocidade seria a utilização de um *encoder* com maior resolução. Uma outra opção seria a utilização de um observador para estimar a velocidade do sistema.

# Capítulo 5

## Sistema de controle com compensação de atrito

Neste capítulo é apresentado o controle de movimento para a máquina de corte a *LASER*. Este controlador reúne as seguintes características:

- o algoritmo de controle deve ser discreto e o período de amostragem é escolhido levando em consideração o compromisso entre a resposta do sistema e o custo computacional associado;
- a estrutura dos controladores adotada é a estrutura clássica utilizada em controle de movimento ( controladores PI com *feed-forward* em cascata);
- é utilizada uma compensação de atrito dinâmica com o modelo de LuGre;
- a geração de trajetórias utiliza perfis trapezoidais de velocidade e sua primitiva é segmento de reta;
- a implementação é em ponto fixo.

### 5.1 Geração de trajetórias

A trajetória a ser seguida é gerada utilizando-se perfis trapezoidais de velocidade, conforme pode ser visto na figura 5.1 abaixo. Uma estratégia de movimentação com velocidade escalar constante foi selecionada por proporcionar um corte mais homogêneo com o *LASER*. Além disso, foram utilizados como primitivas apenas segmentos de reta.



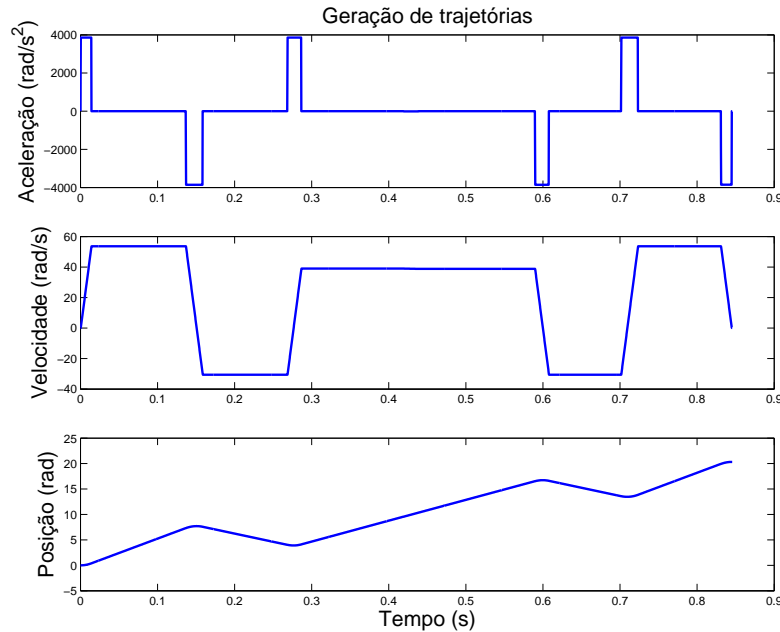


Figura 5.1: Geração de trajetórias

Este tipo de geração de trajetórias foi escolhido principalmente pela simplicidade. Conforme exposto na literatura, a referência descontínua de aceleração é problemática por incluir componentes de alta frequência na sua composição de harmônicos. Estes componentes de frequência elevada têm por característica excitar dinâmicas não modeladas do sistema. Especificamente no caso da transmissão por correias, sobre a qual este trabalho baseia-se, isso implica em oscilações na posição e velocidade da correia, como podem ser observadas nos resultados. A limitação das primitivas às retas simplifica o cálculo das referências, mas impõe limites de desempenho pela necessidade de operação sempre em aceleração máxima. Primitivas como arcos e *splines* propiciam um movimento mais suave e permitiriam uma maior velocidade nas curvas.

Outras estratégias de seguimento de trajetória são discutidas na literatura e diversas são apresentadas por Sciavicco e Siciliano (2001). Haze *et al.* (1998) sugerem a utilização de um perfil de aceleração na forma  $\sin(x)^2$ .

Devido a falta de capacidade de processamento, técnicas mais avançadas não foram utilizadas para a geração de trajetória. Também por ter-se atingido os objetivos de desempenho com esta técnica não houve um aprofundamento na geração de trajetória. Mesmo assim, alguns testes com perfis polinomiais foram iniciados e interrompidos por não haver capacidade de processamento para que fossem continuados.

A placa de comando PCI utilizada com os controladores comerciais também utiliza esta estratégia. Esta placa dispõe de um processador comercial (MC2500, adquirido da empresa

PMD) para a geração de trajetória. A falta de acesso ao *firmware* desta placa dificulta a correção de erros encontrados na geração de trajetórias executada por ela. O desempenho desta placa na atualização de segmentos demonstrou-se inferior ao implementado.

## 5.2 Implementação do modelo de atrito de LuGre

O modelo de LuGre, apresentado na equação 4.3, foi discretizado utilizando o método de Euler direto para integração conforme Press *et al.* (2002).

Verificação em simulação mostrou que o modelo discretizado é estável e confiável para o período de amostragem e para os parâmetros utilizados. Esta verificação é necessária pois, como mostram Press *et al.* (2002), esta técnica pode levar a instabilidade numérica em caso de ser utilizado um período de amostragem muito grande em relação às constantes de tempo do sistema. Outros métodos mais robustos são apresentados, mas apresentam maior complexidade computacional. Mesmo a integração pelo método de Euler reverso, que daria maior robustez com relação ao período de amostragem sem um acréscimo muito elevado na complexidade, obriga a utilização de uma divisão para o cálculo. Como o processador utilizado não dispõe de divisão por *hardware*, esta operação apresenta um custo em tempo de processamento muito elevado e deve ser evitada.

A condição inicial para o estado  $z$  não é conhecida, o que, normalmente, levaria a um erro cumulativo muito grande para a sua utilização sem um observador similar ao observador de Luemberger. No entanto, esta variável tem uma característica que torna o uso deste modelo possível sem o uso da complexidade adicional do observador. Esta variável é limitada, conforme demonstrado por Canudas de Wit *et al.* (1995), e seu valor limite é atingido freqüentemente durante a movimentação, aproximando assim o estado estimado do estado real tanto quanto possível pelos erros de identificação dos parâmetros.

$$\begin{aligned}
 f_{at}(k) &= \sigma_0 z(k) + \sigma_1 \left( v(k) - \frac{\sigma_0 |v(k)| z(k)}{g(v(k))} \right) + \sigma_2 v(k) \\
 z(k) &= z(k-1) + T_s \left( v(k-1) - \frac{\sigma_0 |v(k-1)| z(k-1)}{g(v(k-1))} \right) \\
 g(v) &= F_C + (F_S - F_C) e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2} \\
 \text{onde } k &= 1, 2, 3, \dots
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Na equação 5.1 tem-se o modelo de atrito de LuGre, conforme a equação 4.3, discretizado pelo método de integração de Euler com período de amostragem  $T_s$ . Como pode ser observado este modelo tem um forte componente não linear em  $1/g(v)$ . Esta função é muito complexa para ser calculada a cada período de amostragem para a compensação de atrito, devido ao período reduzido que se dispõe para cálculo. No entanto, pode-se definir uma função  $NL(v)$  conforme a equação 5.2 que engloba estas não-linearidades.

$$NL(v) = \frac{\sigma_0 \text{sgn}(v)}{F_C + (F_S - F_C) e^{-\left(\frac{v}{v_s}\right)^2}}. \quad (5.2)$$

Como pode-se observar na figura 5.2, esta função tem uma particularidade de convergir rapidamente para  $\sigma_0/F_C$ . A sua implementação pode ser realizada através de uma simples procura em tabela.

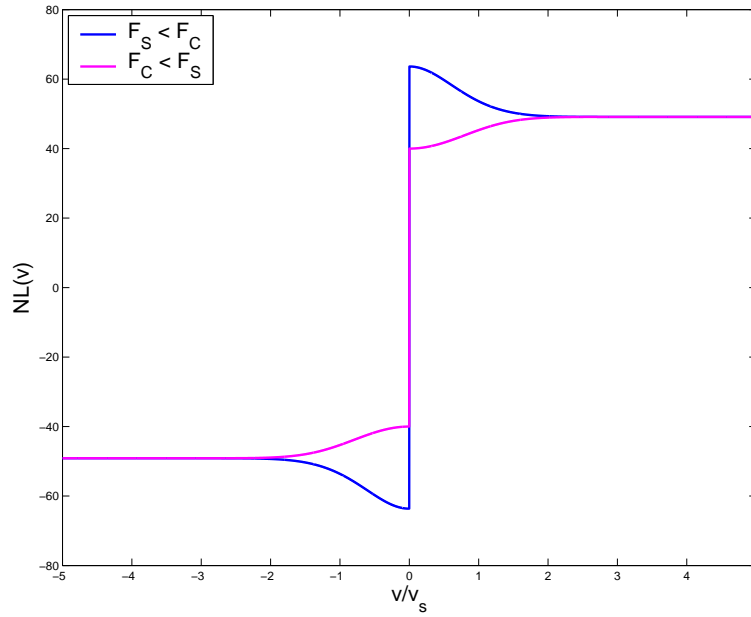


Figura 5.2: Apresentação qualitativa de  $NL(v)$  x  $v/v_s$

Aplicando a equação 5.2 à equação 5.1 obtém-se a equação 5.3. Esta equação é facilmente implementável computacionalmente, e tem um custo reduzido. Esta forma foi a efetivamente utilizada para a implementação da compensação de atrito.

$$\begin{aligned} f_{at}(k) &= \sigma_0 z(k) + \sigma_1 (v(k) - v(k)z(k)NL(v(k))) + \sigma_2 v(k) \\ z(k) &= z(k-1) + T_s (v(k-1) - v(k-1)z(k-1)NL(v(k-1))). \end{aligned} \quad (5.3)$$

O parâmetro  $\sigma_2$  do compensador de atrito, que compensaria o atrito viscoso, foi considerado zero. O atrito viscoso é linear com a velocidade, logo não necessita ser compensado. Como citado por Altpeter (1999), este atrito tem por efeito aumentar o amortecimento do sistema, tornando-se benéfico ao controlador por evitar oscilações.

O sistema conforme modelado tem dois pontos de atrito, sendo um com acoplamento considerado rígido e outro elástico. Desta forma, o segundo atrito não poderia ser compensado, como citam Armstrong e Canudas de Wit (1996), devido ao acoplamento elástico. No

entanto optou-se neste trabalho por considerar, para a identificação dos parâmetros de atrito utilizados no compensador, que a transmissão é rígida. Os parâmetros obtidos desta forma não foram utilizados para o modelo de simulação.

Esta consideração implica que não é possível uma compensação de atrito tão boa quanto se deseja. A utilização desta forma mostrou-se aceitável para o tipo de máquina em questão. A elasticidade da correia fica parcialmente mesclada com o movimento elástico em regime de pré-escorregamento.

### 5.3 Controlador

A estrutura clássica de controle utilizado em servomotores é apresentada na figura 5.3. Como pode ser visto, é uma estrutura de controle em cascata, com controladores independentes para corrente, velocidade e aceleração. Este controle é amplamente difundido por ser muito simples de ajustar e pela existência de técnicos capacitados a ajustá-lo. Praticamente todos os fabricantes de produtos para controle de movimento disponibilizam esta estrutura de controlador. O acionamento comercial utilizado (Yaskawa  $\Sigma$ II) faz uso desta estrutura, mas dispõe apenas de um controlador proporcional para a posição.

Usualmente se tem acesso aos parâmetros de ajuste dos blocos de *feed-forward* de velocidade e de aceleração e os parâmetros dos controladores de posição e velocidade. O controlador de corrente é intimamente casado entre *drive* e motor e, normalmente, nenhuma informação sobre ele é fornecida. Caso seja necessária a utilização algum outro controlador externo com um motor e acionamento comercial, normalmente é fornecida uma entrada analógica em torque.

Apesar de se ter acesso ao ajuste de parâmetros, os controladores comerciais não disponibilizam nenhum detalhe quanto a sua implementação, nem mesmo o período de amostragem utilizado. A pouca informação disponível dificulta sua aplicação quando deseja-se operá-lo próximo a seus limites.

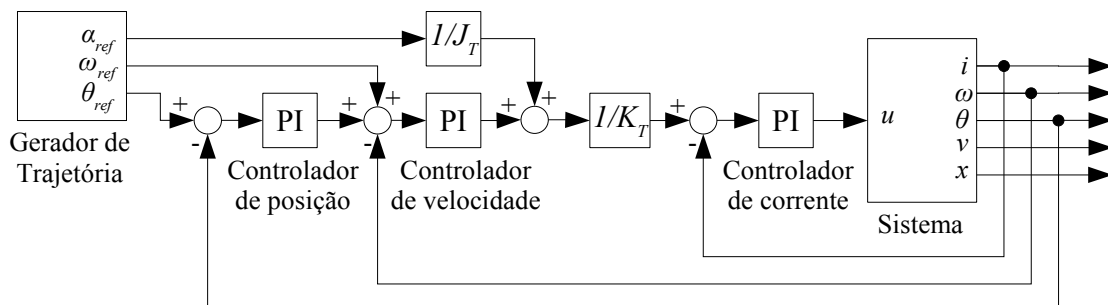


Figura 5.3: Controlador clássico

Antes da substituição por eletrônica própria do acionamento dos motores nas máquinas da Automatisa Sistemas, eram utilizados servomotores e acionamentos da empresa Yaskawa para o acionamento das máquinas. Estes controladores recebem a referência de posição na forma de sinais de pulso e direção e implementam o controlador visto na figura 5.3, mas sem disponibilizar um termo integral para o controlador de posição. As referências que alimentam os blocos de *feed-forward* devem ser estimadas, pois o gerador de trajetórias somente consegue enviar desta forma para o controlador a referência de posição.

Esta estrutura clássica baseia o seu funcionamento em manter o motor próximo da trajetória que deveria estar seguindo, cabendo aos controladores PI a função de regulação para zerar o erro. Para isso, os termos *feed-forward* da lei de controle deveriam fornecer uma referência que seguiria a trajetória em malha-aberta. A ausência de compensação do atrito leva a que isso não ocorra de forma eficiente quando a velocidade é próxima a zero, na região não-linear do atrito. Picos de erro são típicos nas inversões de movimento para este controlador.

O controlador clássico conforme apresentado foi implementado na placa de controle de movimento desenvolvida neste trabalho, com o objetivo de avaliar seu desempenho e permitir a sua comparação com o controlador proposto na mesma máquina e com o controlador comercial utilizado.

O controlador proposto inclui duas estruturas não presentes no controlador clássico. O modelo de atrito de LuGre é incluído para compensar parcialmente o atrito da máquina e um filtro é inserido na referência de aceleração que é utilizada pelo respectivo termo *feed-forward*.

A compensação de atrito objetiva compensar as não-linearidades do sistema, tornando-o mais próximo do sistema linear que é utilizado como referência para a implementação do *feed-forward*. A compensação de atrito pode ser implementada na forma de um *feed-forward* ou na forma de realimentação (Altpeter, 1999) (Armstrong e Canudas de Wit, 1996). A sua utilização na forma de realimentação foi preferida.

O funcionamento do controlador é bastante similar ao clássico, ficando por responsabilidade dos dois termos *feed-forward* manter a movimentação do motor próxima a trajetória e a cargo dos controladores PI apenas a regulação, compensando perturbações e erros paramétricos. No controlador clássico estes *feed-forward* conseguem um desempenho inferior em velocidades reduzidas, quando comparados com o controlador proposto.

A compensação de atrito não tem como ser completa, pois, devido à transmissão elástica, somente existe como atuar de forma direta sobre o torque que movimenta a redução. Como não é possível uma ação sobre a força que gera a movimentação linear e, não é possível compensar o respectivo atrito. No entanto, existe como atuar de forma indireta pela cadeia

dinâmica de transmissão do movimento. A compensação de atrito aqui proposta desconsidera a elasticidade da correia neste ponto e, mesmo assim, põe o sistema bastante próximo de um sistema linear. Nos resultados é possível observar isto pelo reduzido erro apresentado em uma inversão de movimento quando a compensação de atrito é utilizada, sendo este o ponto em que a não linearidade do atrito mais faz sentir-se.

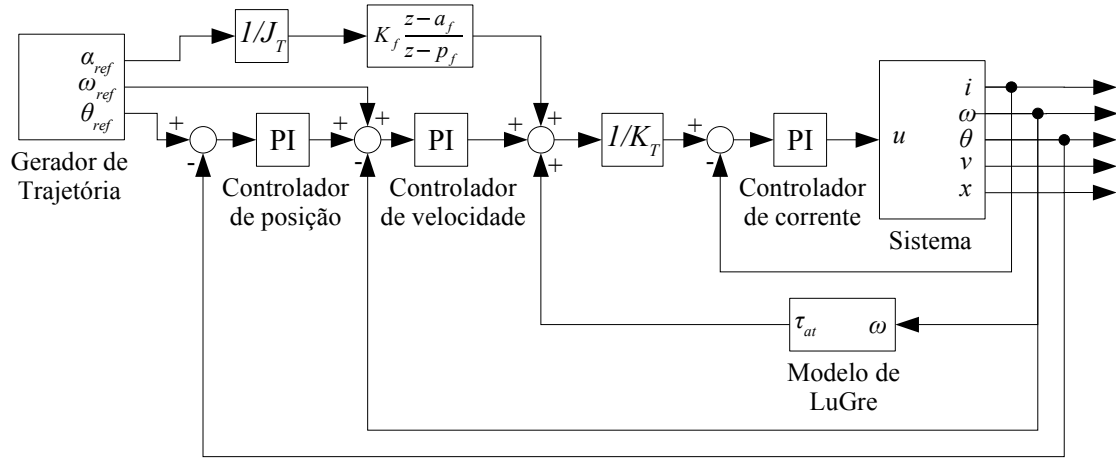


Figura 5.4: Controlador proposto

O filtro na referência de corrente visa adiantar a aceleração e, desta forma, reduzir o atraso gerado pelo estiramento da correia. Como o sistema é elástico, a posição real do efetuator tende a estar atrasada em relação à posição do motor. Este filtro é implementado de acordo com a equação 5.4 abaixo:

$$y(k) = p_f y(k-1) + K_f (u(k) - a_f u(k-1)),$$

onde:

$$1 > a_f > p_f > 0 \text{ e}$$

$$K_f = \frac{1-p_f}{1-a_f}. \quad (5.4)$$

Para ambos os controladores, a garantia de seguimento da trajetória é executada pelos termos PI. Geralmente estes termos não necessitam de uma resposta muito rápida, pois as respostas rápidas vêm a partir dos termos *feed-forward*. Com a presença do compensador de atrito isto é ainda mais real, pois a resposta deste aproxima-se mais do sistema linear que os *feed-forward* usam como modelo.

A implementação dos controladores PI utilizados segue a seguinte equação:

$$u(k) = sat(u(k-1) + Ke(k) - Kae(k-1))$$

$$sat(u) = \begin{cases} u_{max} & \text{se } u > u_{max} \\ u & \text{se } -u_{max} \leq u \leq u_{max} \\ -u_{max} & \text{se } u < -u_{max} \end{cases} \quad (5.5)$$

que tem correspondência com os parâmetros tradicionais de ganho proporcional ( $K_P$ ) e integral ( $K_I$ ) e o período de amostragem ( $T_s$ ) pela seguinte relação:

$$\begin{aligned} K &= K_P \\ a &= 1 - K_I T_s \end{aligned} \quad (5.6)$$

Todos os controladores, o modelo de LuGre discreto e o gerador de trajetória foram implementados utilizando matemática em ponto fixo. Isto é necessário para reduzir ao máximo os tempos de processamento de cada tarefa e viabilizar a implementação.

O controlador de corrente apresenta requisitos temporais muito mais apertados do que o DSP utilizado pode fornecer, sendo assim a implementação em um FPGA foi preferida. Esta implementação segue a mesma apresentada na equação 5.5. Um período de amostragem de  $20\mu s$  foi escolhido por compromisso entre o desejo de utilização da maior frequência possível e a linearidade do sistema. A maior frequência de chaveamento possível é desejada para que haja a minimização das oscilações de corrente, que refletem no torque. O motor é acionado por uma ponte H com MOSFETS e modulada em largura de pulso. Para evitar condução cruzada das chaves é necessária a utilização de uma zona morta próxima a zero, ficando portanto a resposta não-linear com a razão cíclica. Esta zona morta tem tempo fixo, suficiente para acomodar os tempos de entrada e saída de condução dos MOSFETS. Um pulso com largura inferior a este tempo não chega a acionar as chaves. O efeito desta não-linearidade pode ser minimizado pelo uso de uma frequência de chaveamento menor. A redução da frequência de chaveamento implica em um aumento da variação de corrente dentro do ciclo de acionamento da saída (*ripple*). Um bom compromisso foi obtido para o valor acima citado. Como o acionamento do motor é fortemente não-linear, posto que a ponte H que o aciona funciona como uma função sinal, a utilização de um controlador não-linear poderia ser interessante aqui.

Os controladores de posição e velocidade foram implementados no DSP, com um período de amostragem de  $250\mu s$ . Este mesmo período de amostragem foi utilizado para a geração de trajetória e o compensador de atrito.

## Capítulo 6

# Resultados de simulação e experimentais

Para avaliar o desempenho da solução proposta, foram escolhidas dois contornos de corte que pudessem representar o comportamento e a utilização da máquina. Para tal foram escolhido um contorno composto por segmentos de retas (polígono) e um círculo. O polígono representa bem inversões rápidas de movimento e paradas da máquina, enquanto o círculo representa bem o seguimento de trajetórias suaves, com muitos pontos. O círculo tem  $10mm$  de diâmetro, e foi testado com velocidades de 1, 2 e  $5m/min$ . Já o polígono tem uma dimensão externa de  $30mm$  quadrada e foi testada com velocidades de 2, 5 e  $10m/min$ . Todos os testes foram executados com aceleração de  $6m/s^2$ .

Os parâmetros utilizados nos controladores e modelos encontram-se nas tabelas 6.1, 6.2 e 6.3. Os controladores PI são de ajuste trivial, não havendo necessidade de discutir o seu método de ajuste. A simplicidade de ajuste e o grande número de técnicos experientes em fazê-lo é um dos fatores fundamentais do amplo uso pela indústria desta estrutura.

Para os resultados de velocidade e posição, serão apresentadas a referência, a posição ou velocidade simulada do efetuador e a posição ou velocidade simulada e medida no motor. A posição real do efetuador não está disponível, pois não é instrumentada. No entanto, ela pode ser visualizada nas marcações digitalizadas que são apresentadas. Em todos os ensaios, a resposta do eixo Y é apresentada. Este eixo carrega a ponte e tem uma resposta mais lenta, maior atrito e comportamento mais elástico. Este é, portanto, o eixo com maior grau de dificuldade no controle.

Em todos os ensaios foi utilizada a mesma estrutura de controlador para ambos os eixos, mas os resultados apresentados resumem-se aos do eixo Y. Para o eixo X, a aplicação do controlador proposto ocasiona uma tênue melhoria do movimento. Diferentemente do eixo Y, os requisitos de desempenho já são atingidos no eixo X com a estrutura clássica de controle.

Para o controlador comercial, é apresentada apenas a resposta marcada em papel. Os parâmetros de controle não são apresentados, pois estes não estão disponíveis de forma



Parâmetro	Valor	Unidade
Motor e carga		
$L$	3,2	$mH$
$R_a + R_i$	5,2	$\Omega$
$K_T$	0,21	$Nm/A$
$K_E$	0,2082	$Vs/rad$
$K_C$	4,67e5	$N/m$
$J$	4,93e-5	$N/m$
$M$	2,36	$Kg$
$r$	0,016	$m/rad$
Atrito no motor		
$\sigma_0$	1,8	$Nm/rad$
$\sigma_1$	$8,8e^{-3}$	$Nms/rad$
$\sigma_2$	$3e^{-4}$	$Nms/rad$
$\tau_s$	0,022	$Nm$
$\tau_c$	0,02	$Nm$
$\omega_s$	0,2	$rad/s$
Atrito na carga		
$\sigma_0$	460000	$N/m$
$\sigma_1$	5600	$Ns/m$
$\sigma_2$	50	$Ns/m$
$F_s$	15	$N$
$F_c$	20	$N$
$v_s$	0,02	$m/s$

Tabela 6.1: Parâmetros do sistema.

Parâmetro	Valor	Unidade
Controlador de corrente		
$K$	138400	$V/A$
$a$	0,93	adim.
$u_{max}$	96	$V$
$T_s$	20	$\mu s$
Controlador de velocidade		
$J_T$	$5,7e^{-5}$	$kgm^2$
$K$	0,05	$As/rad$
$a$	0,99	adim.
$u_{max}$	2,4	$A$
$T_s$	250	$\mu s$
Controlador de posição		
$K$	100	$s^{-1}$
$a$	0,995	adim.
$u_{max}$	315	$rad/s$
$T_s$	250	$\mu s$

Tabela 6.2: Parâmetros utilizados para o controlador clássico.

Parâmetro	Valor	Unidade
Controlador de corrente		
$K$	138400	V/A
$a$	0,93	adim.
$u_{max}$	96	V
$T_s$	20	$\mu s$
Controlador de velocidade		
$J_T$	$5,7e^{-5}$	$kgm^2$
$K$	0,12	As/rad
$a$	0,99	adim.
$K_f$	30	adim.
$a_f$	0,98	adim.
$p_f$	0,4	adim.
$u_{max}$	2,4	A
$T_s$	250	$\mu s$
Compensador de atrito		
$\sigma_0$	2,8	Nm/rad
$\sigma_1$	$21e^{-3}$	Nms/rad
$\sigma_2$	0	Nms/rad
$\tau_s$	$41e^{-3}$	Nm
$\tau_c$	$57e^{-3}$	Nm
$\omega_s$	12,5	rad/s
$T_s$	250	$\mu s$
Controlador de posição		
$K$	76	$s^{-1}$
$a$	0,995	adim.
$u_{max}$	315	rad/s
$T_s$	250	$\mu s$

Tabela 6.3: Parâmetros utilizados para o controlador proposto.

clara para este acionamento. Há também alterações mecânicas, neste caso, decorrentes da mudança dos motores. Os dados de seguimento de trajetória aqui não puderam ser capturados.

## 6.1 Resultados com círculo

A figura 6.1 mostra o resultado da marcação do círculo de 10mm com os controladores comercial, clássico e proposto em papel. A marcação em papel com o *LASER* permite a visualização da trajetória real percorrida pelo efetuador final. A trajetória marcada com o *LASER* em papel foi digitalizada com resolução de 720dpi. Após a digitalização, as imagens foram processadas para aumentar o contraste a fim de ressaltar a marcação, ampliar três vezes e sobrepor a referência em vermelho. A referência sobreposta é 2% menor que a

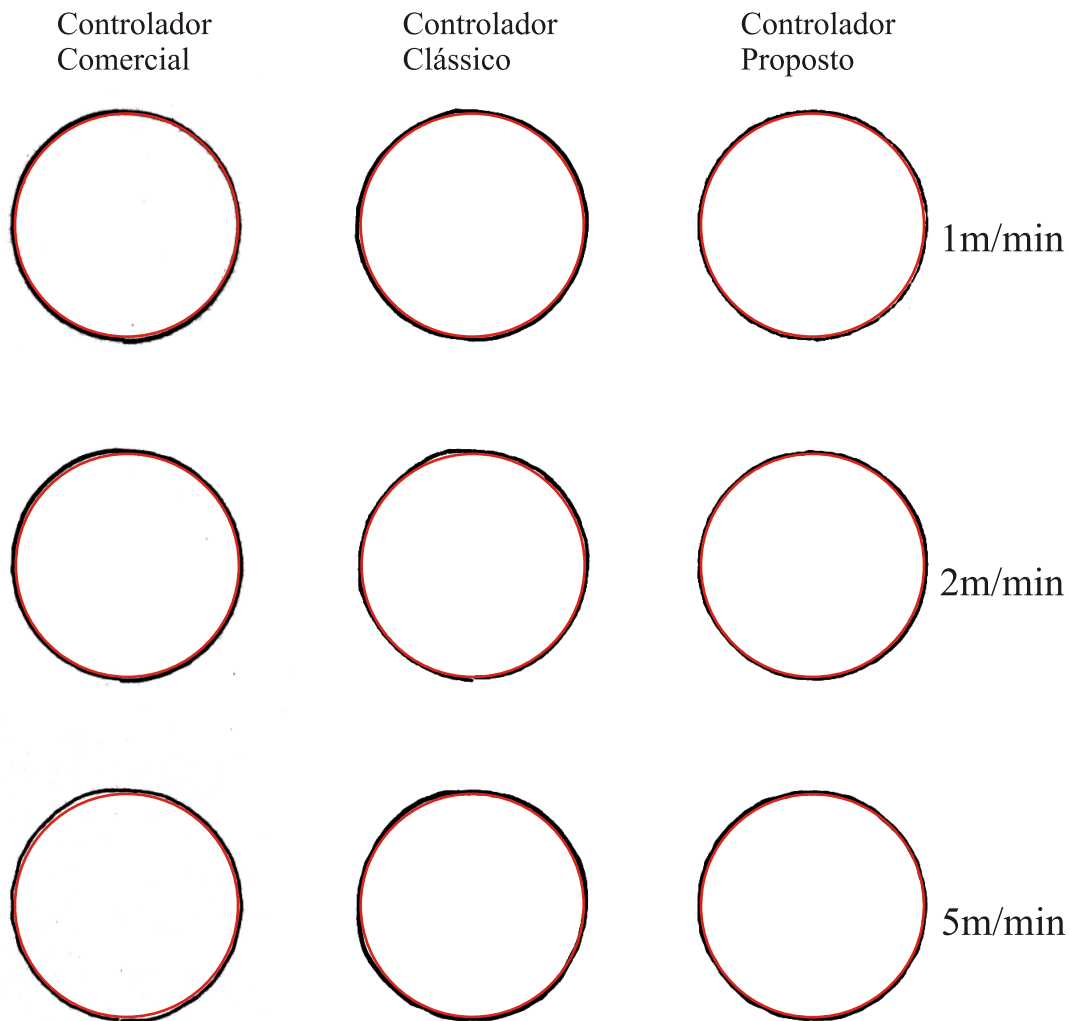


Figura 6.1: Círculos de 10mm com o controladores comercial, clássico e proposto

referência efetivamente utilizada para ressaltar as devidas respostas. Nestas figuras é visível a deformação do círculo para os controladores comercial e clássico e o desempenho superior apresentado pelo controlador proposto no seguimento de trajetória.

Os resultados dos ensaios com o círculo a 5m/min são apresentados nas figuras de 6.2 a 6.6.

Na figura 6.2 pode-se observar o esforço de controle na tensão de armadura do motor. Pode-se observar nesta figura que a ação de controle mantém-se bastante distante da saturação em 96V. Ela apresenta-se um pouco ruidosa em decorrência do método de geração de trajetória utilizado, com a aceleração descontínua e a disponibilidade apenas de retas como primitiva de trajetória. Para o controlador proposto pode ser observada uma resposta mais ruidosa, devido ao filtro de avanço de fase colocado na referência de aceleração, o qual requisita uma maior corrente (torque) no início de cada segmento da trajetória. O sistema mecânico deve estar preparado para suportar esse acionamento ruidoso, sendo que a

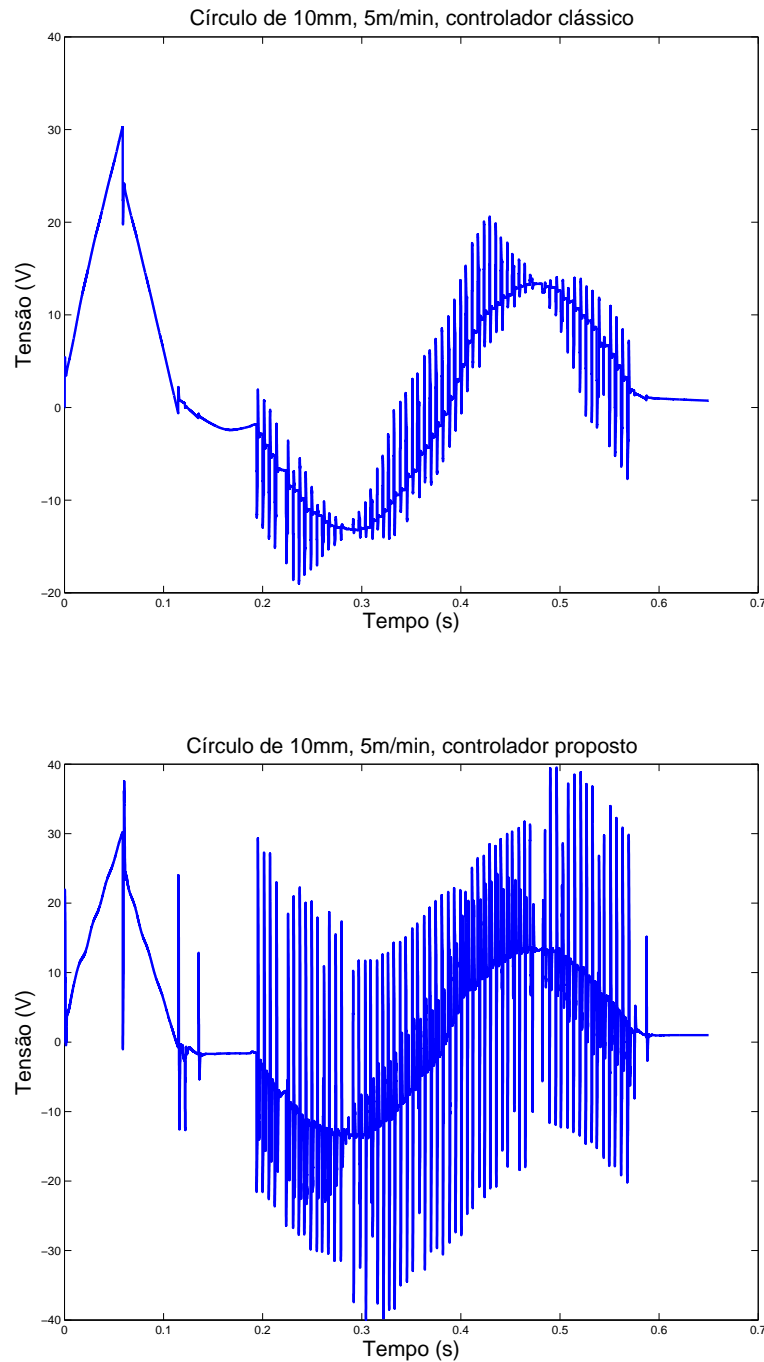


Figura 6.2: Esforço de controle - tensão de armadura

baixa carga imposta por uma máquina de corte a *LASER* implica que usualmente o sistema mecânico estará com folgas no dimensionamento quanto às forças máximas permitidas para garantir vida infinita.

A velocidade para o círculo de 10mm pode ser observada na figura 6.3. São marcantes nesta figura as oscilações de velocidade para o efetuador e o erro de seguimento quando há

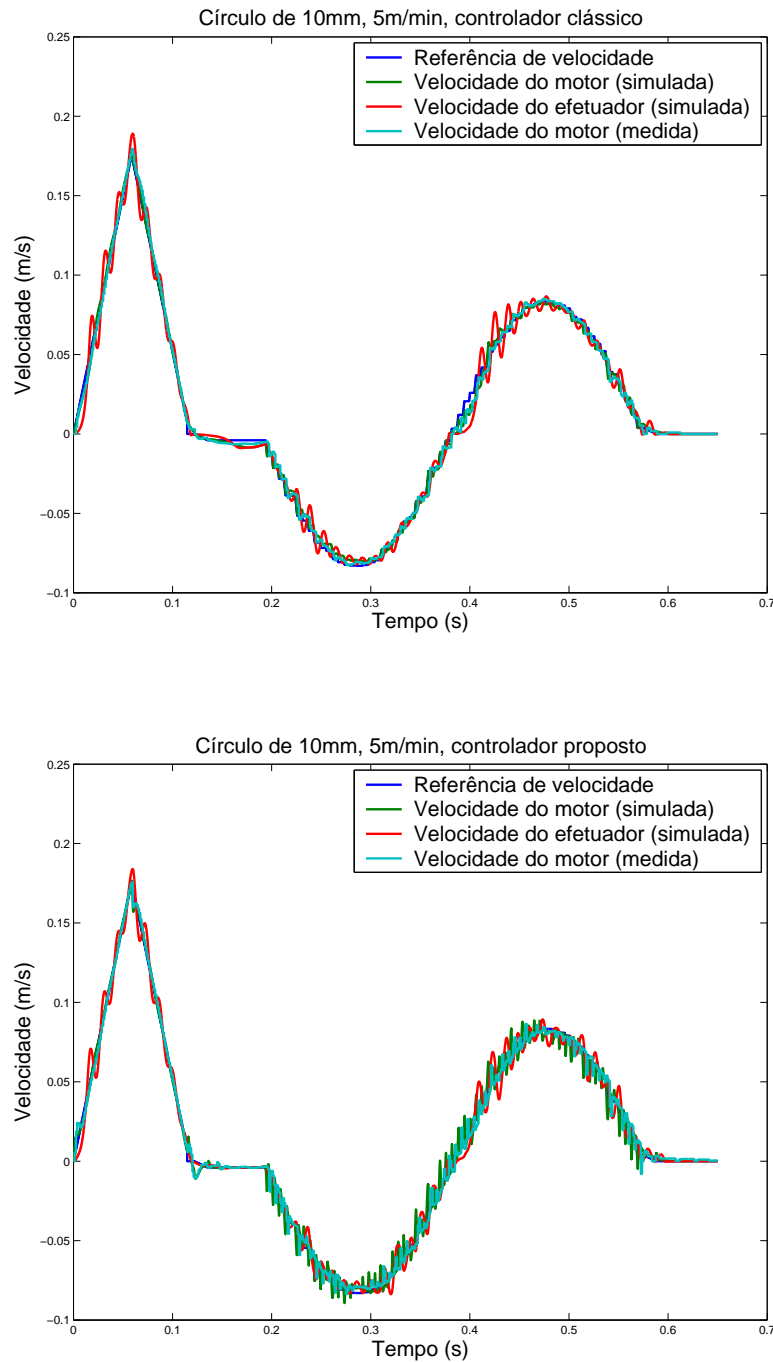


Figura 6.3: Velocidade

a inversão de direção para a velocidade do efetuador. O erro de seguimento é consequência da não-linearidade do atrito presente no sistema. Já as oscilações são fruto da elasticidade da correia. A velocidade com o controlador proposto mantém as oscilações do efetuador, o que era previsto pela ausência no controlador de qualquer dispositivo para amenizá-las. No entanto, comparando na figura 6.3 os resultados para o controlador proposto e clássico fica nítido um melhor seguimento da velocidade, especialmente na parada e inversão de sentido.

Os picos de velocidade visíveis para a velocidade do motor são consequência do filtro de avanço de fase utilizado na referência de aceleração, que ajuda a compensar o atraso do movimento imposto pela elasticidade da correia, com bons resultados.

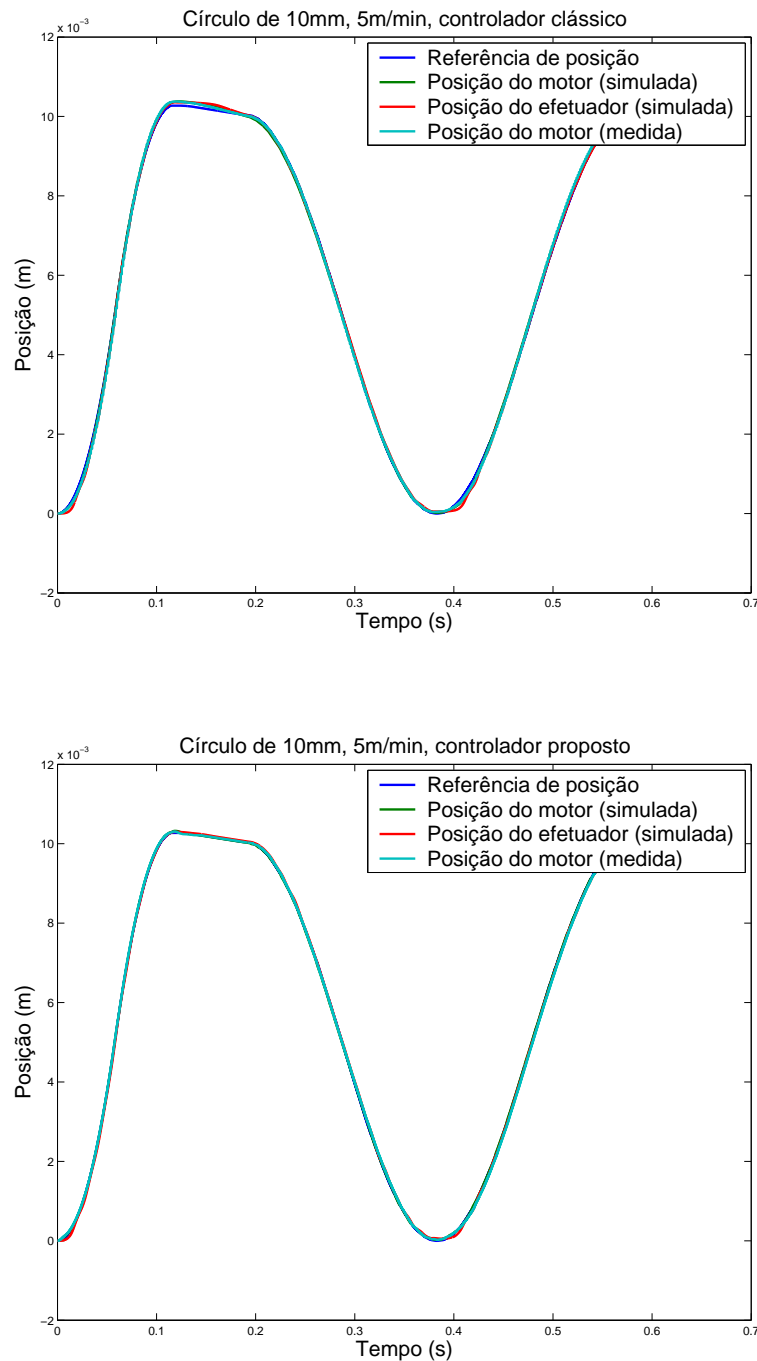


Figura 6.4: Posição

Nas figuras 6.4, 6.5 e 6.6 tem-se a resposta de posição para o círculo de 10mm. O erro de seguimento na inversão de velocidade, ponto onde o efeito não-linear do atrito tem sua maior atuação, aqui também é bastante visível. Especialmente na figura 6.5 pode-se obser-

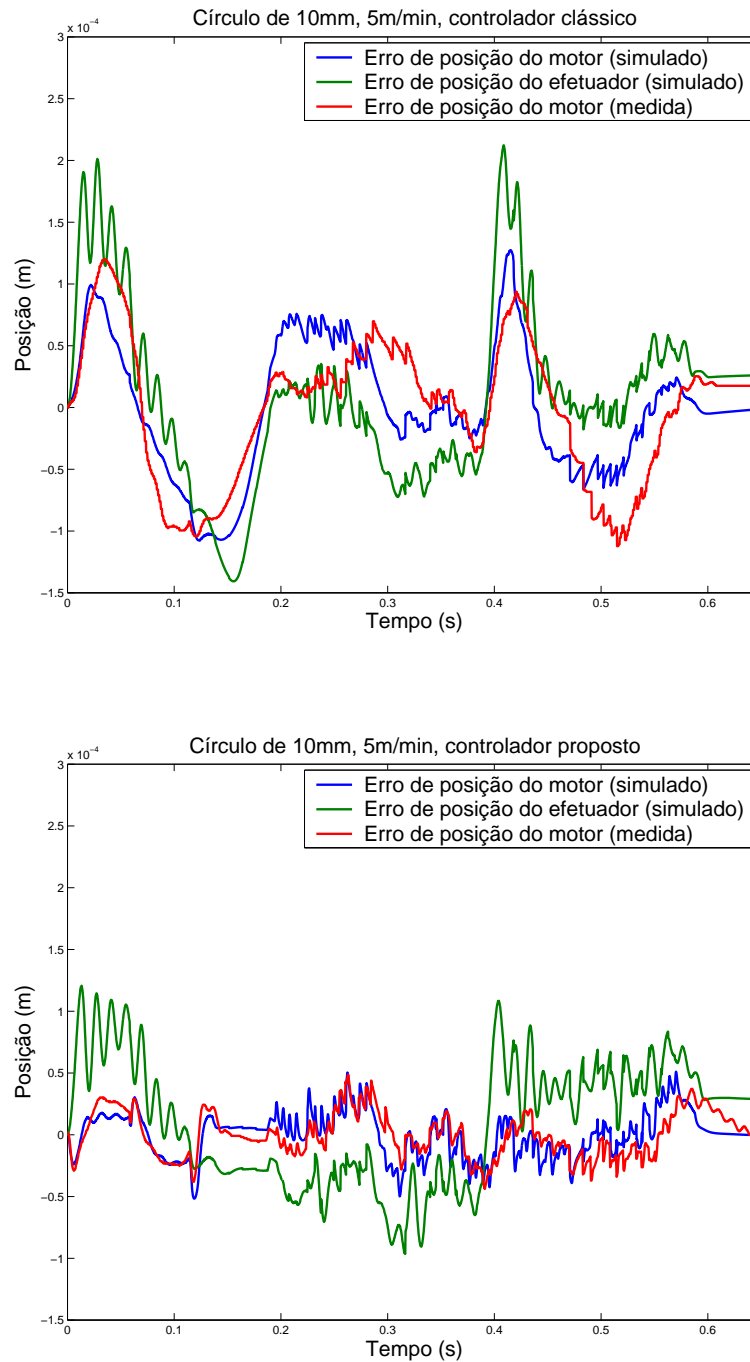


Figura 6.5: Erro de posição

var um pico onde há a inversão no sentido do movimento. Esta figura demonstra claramente as vantagens do controlador proposto. A redução no erro de seguimento para a posição do motor, que é o estado controlado, é de mais de 50%. A compensação de atrito mostra-se eficiente por não haver o pico de erro para a posição do motor na inversão de movimento. O pico permanece para o estado estimado da correia, apesar da amplitude reduzida, por este estado não estar disponível para ser utilizado na realimentação. Este problema pode ser

minimizado futuramente pela inserção de um observador para o controlador. O erro de seguimento de trajetória com o controlador proposto fica dentro dos  $\pm 100\mu\text{m}$  desejados, o que não ocorria com o controlador clássico. A meta de erro de posicionamento é atingida com folga quando considerado o posicionamento do motor e marginalmente quando considerado o estado estimado da posição do efetuador.

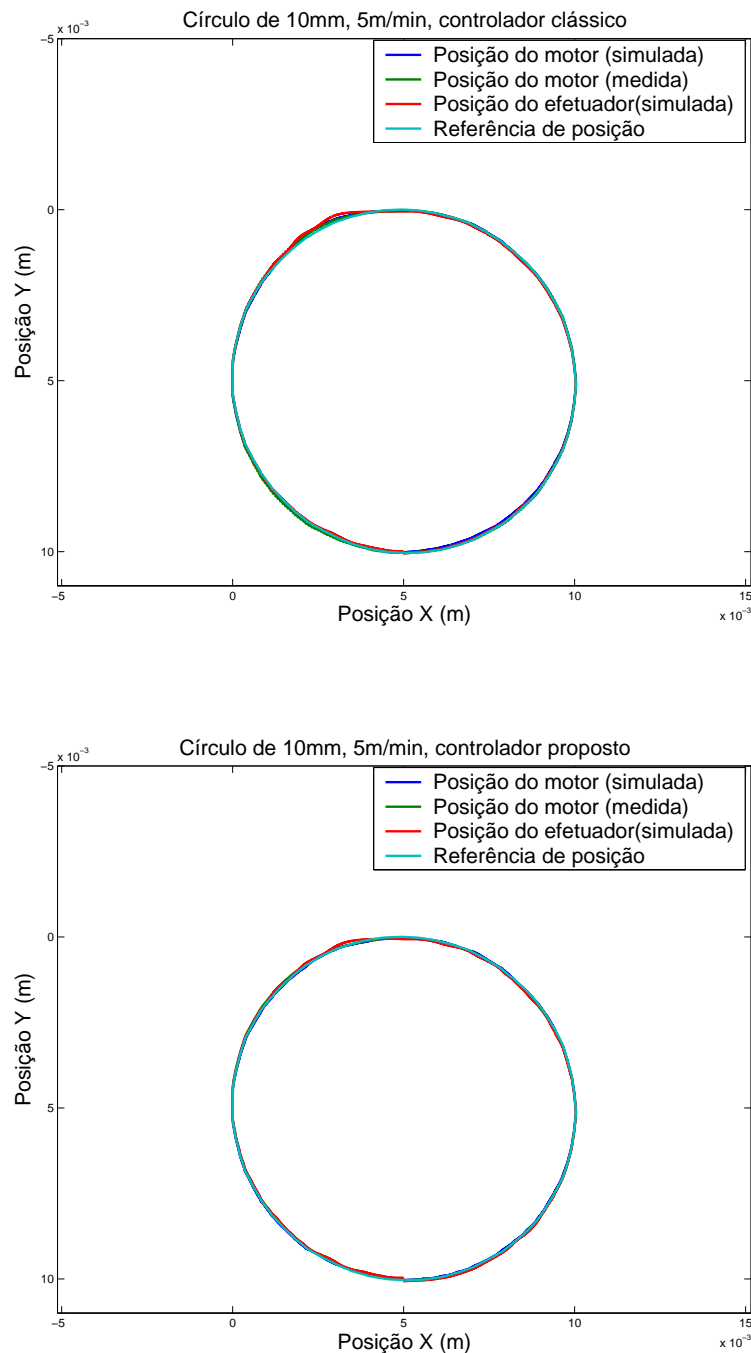


Figura 6.6: Posição - XY

A pequena discrepância entre os estados medidos e simulados para o motor observada



nas figuras 6.3 e 6.5 indica que o modelo do sistema está com um ajuste razoável. Apesar de uma verificação adequada necessitar de uma avaliação da resposta em malha aberta, isto não é prático no caso da máquina em função dos limites de curso. O estado da posição do efetuador não tem a possibilidade de uma comparação direta pela ausência da medição direta desta variável, mas uma comparação entre as figuras 6.6 e 6.1 mostra que, ao menos qualitativamente, o modelo está com um ajuste aceitável.

O sistema ainda sofre influência de outras não-idealidades que não foram modeladas, como batimentos em diversos pontos e outros erros geométricos. As respostas obtidas para este tipo de trajetória demonstram que o sistema está suportando estas perturbações.

## 6.2 Resultados com o polígono

A figura 6.7 mostra o resultado da marcação em papel do contorno poligonal com velocidade de 2, 5 e 10  $m/min$ .

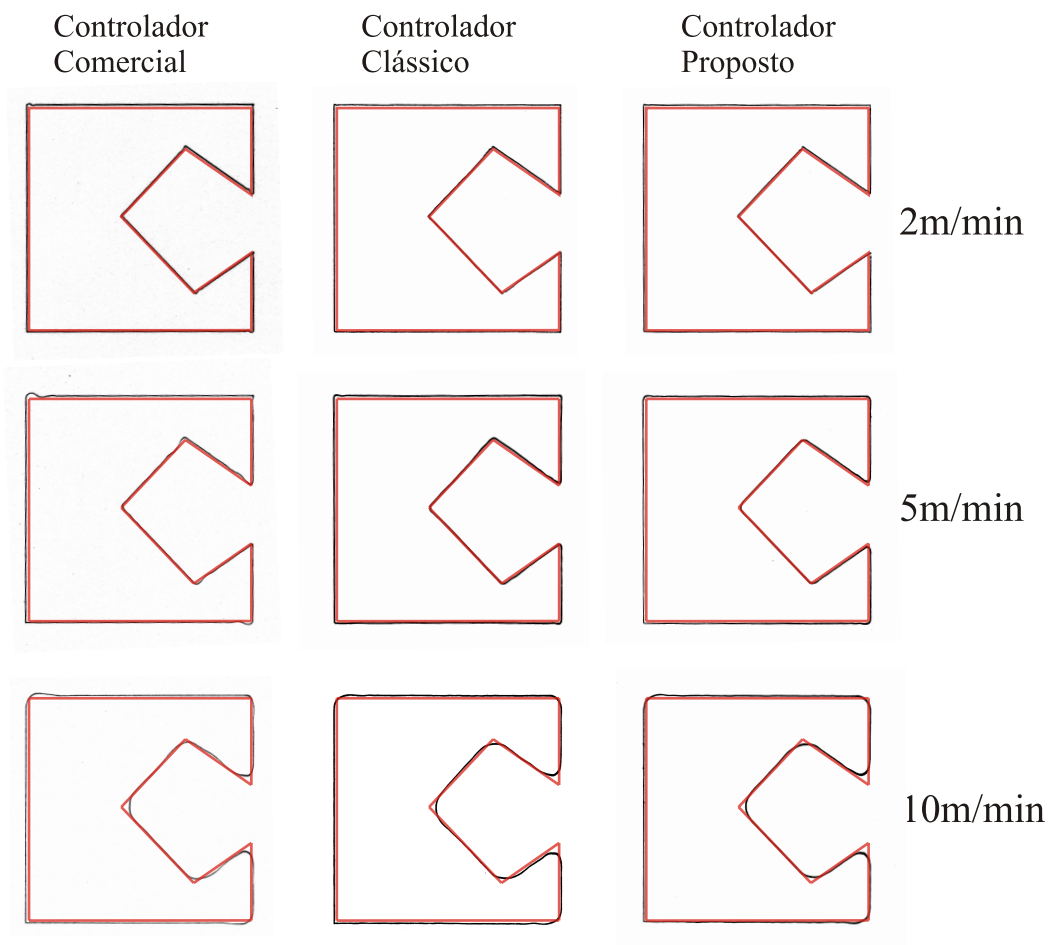


Figura 6.7: Contorno poligonal com os três controladores a 2, 5 e 10  $m/min$ .

Neste exemplo, também, as referências foram reduzidas em 2% para melhor ilustrar as deformações. Assim como os círculos, estas figuras foram digitalizadas com 720dpi a partir da marcação do *LASER* e foram pós-processadas para ter o contraste ampliado e a referência sobreposta. Aqui chama a atenção a sobrepassagem visível quando da parada ou inversão de movimento do eixo Y. Este tipo de falha acarreta baixa qualidade do corte e acaba por limitar a produtividade da máquina, que necessita operar em uma aceleração baixa para que este defeito tenha sua amplitude controlada. Para o controlador proposto fica visível a redução na sobrepassagem, apesar de ainda presente, e um melhor seguimento em geral da referência de posição.

Nas marcações de maior velocidade, um arredondamento nos cantos é visível. O arredondamento se faz necessário por: (i) a aceleração limitada em que a máquina opera, decorrente das limitações mecânicas e de controle e (ii) a estratégia de trajetórias com velocidade escalar constante, necessária para garantir uma melhor homogeneidade do corte com o *LASER*. Como redução da aceleração ou o aumento da velocidade implicam no aumento do efeito de arredondamento dos cantos, limitações impostas na aceleração vão implicar em uma menor velocidade máxima de execução do contorno e limitar a produtividade da máquina.

Uma comparação melhor para o caso de  $5m/min$  pode ser vista na figura 6.8 abaixo, que tem uma ampliação de 8x em alguns pontos críticos. Para estas figuras a referência não foi reduzida, permanecendo em seu tamanho original. A melhora no seguimento fica aqui ainda mais visível.

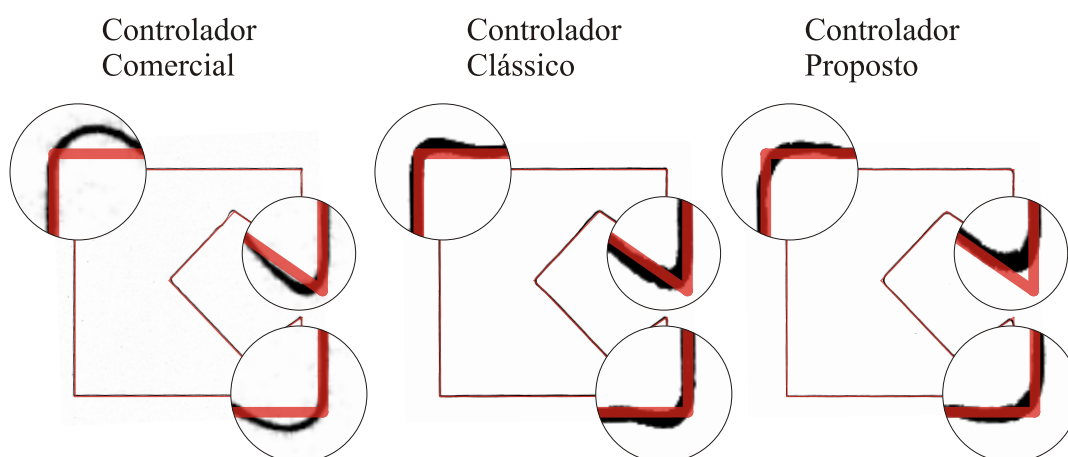


Figura 6.8: Contorno poligonal com os três controladores a  $5m/min$ , ampliadas de 8x em alguns pontos.

Nas figuras que se seguem (de 6.9 a 6.13) temos as respostas para o ensaio a  $5m/min$ . Neste caso, os resultados para a maior velocidade apresentada ( $10m/min$ ) não foram utilizados devido ao arredondamento excessivo dos cantos.

Comparando-se este contorno com o círculo, existe uma quantidade muito menor seg-

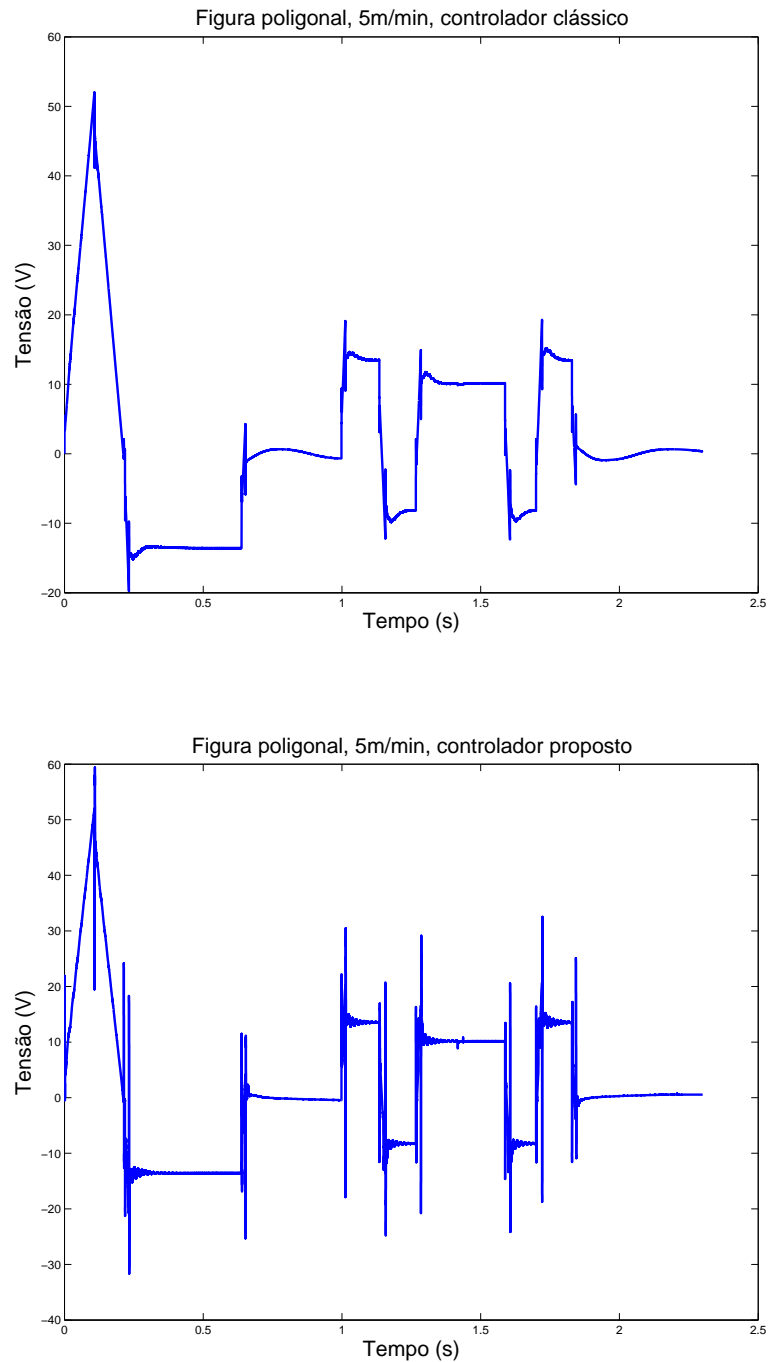


Figura 6.9: Esforço de controle - tensão de armadura

mentos de trajetória neste e, portanto, menos pontos de alteração da velocidade. Em função disto, o sinal do esforço de controle, conforme visto na figura 6.9, apresenta-se menos ruidoso. Ainda assim, o avanço de fase na referência de aceleração gera alguns picos no esforço de controle.

Na resposta de velocidade, que pode ser observada na figura 6.10, as oscilações na velo-

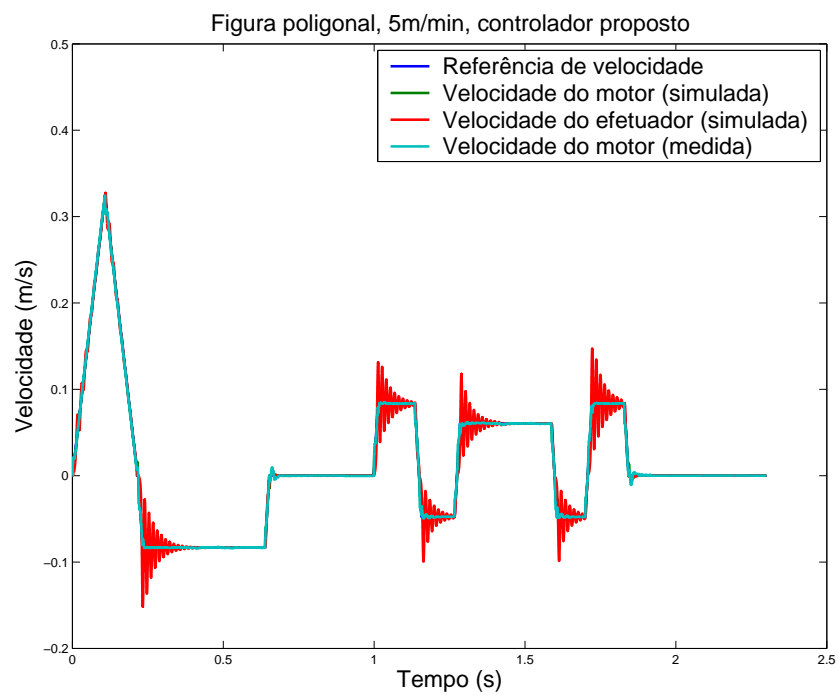
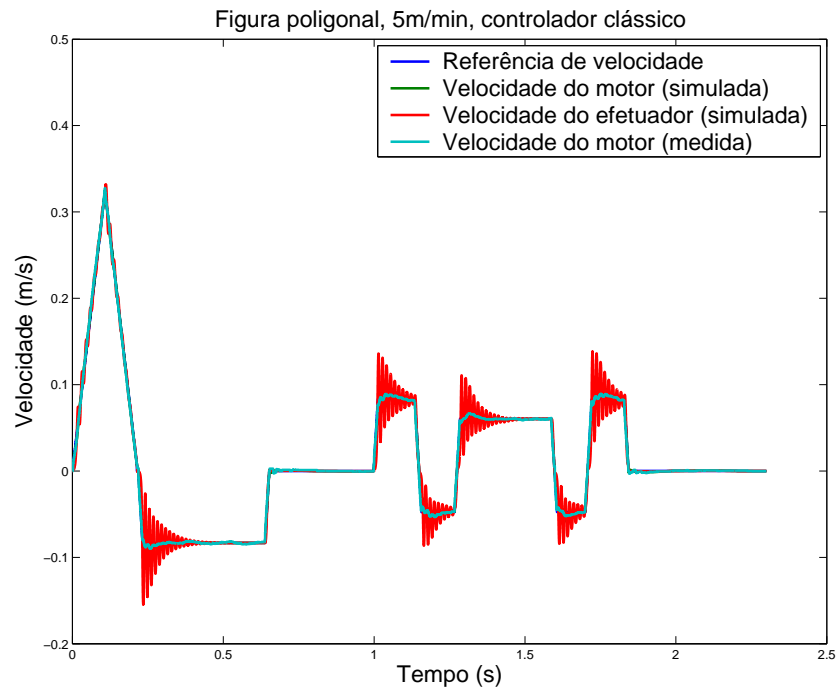


Figura 6.10: Velocidade

cidade ficam bastante claras. Quando da parada pode-se observar um amortecimento melhor do sistema, em decorrência da não-linearidade do atrito na origem.

Estas oscilações de velocidade, que ocorrem principalmente no pontos de aceleração, tem um efeito de não-homogeneidade no corte difícil de capturar com uma marcação em papel, mas que acabam por não cortar a peça em alguns pontos devido à alta velocidade transitória, necessitando portanto a máquina operar com excesso de potência, reduzindo a vida útil do canhão e a produtividade da máquina. Em cortes com acabamento superficial importante, como o corte de acrílico, esse efeito é um sério limitante à qualidade da máquina, que precisa portanto operar com acelerações muito baixas para garantir a qualidade do corte.

Com o controlador proposto, é possível observar uma melhora marginal nas oscilações de velocidade. É esperado que o ganho de desempenho neste aspecto seja pequeno, pois o controlador proposto não possui nenhuma estrutura que visa a minimização destas. Haze *et al.* (1998) apresenta uma compensação por realimentação de estados que visa minimizar isto, mas necessita de medição direta de posição do efetuador. Estudo preliminares em simulação indicam que a utilização de um observador, conforme o apresentado por Friedland (1996), pode resolver este problema sem o acréscimo de medição direta de posição.

Ainda na figura 6.10 pode-se observar uma velocidade de avanço rápido no início, entre 0 e 0.2s aproximadamente. Nesta faixa a velocidade chega a superar 0.3m/s. Conforme pode ser visto na resposta de posição, apresentada mais adiante nas figuras 6.11 e 6.12, mesmo para estas condições houve um seguimento da trajetória razoável. Logo, os requisitos de desempenho quanto a velocidade também foram atingidos.

Pode-se visualizar um erro de posição estimado para o efetuador bastante elevado para o controlador clássico nas figuras 6.12, 6.11 e 6.13, o que corresponde aos erros vistos na figura 6.7. O erro bem menor para o controlador proposto também está de acordo com o que pode ser observado na figura 6.7. Da mesma forma como no teste do círculo, o erro de seguimento reduziu-se aproximadamente pela metade com a alteração do controlador para o erro estimado do efetuador e ainda maior para o erro medido no motor.

Considerando-se a posição do motor, o requisito de erro de posicionamento para este teste também é atingido com folga para o controlador proposto. No entanto, considerado o erro de posicionamento estimado para o efetuador, não se atinge aqui o requisito de desempenho desejado. Para o controlador clássico o requisito de desempenho do erro de posição não é atingido nem para o posicionamento no motor nem para o posicionamento estimado do efetuador. Conforme já citado anteriormente uma possível solução para isto seria a inserção de um observador.

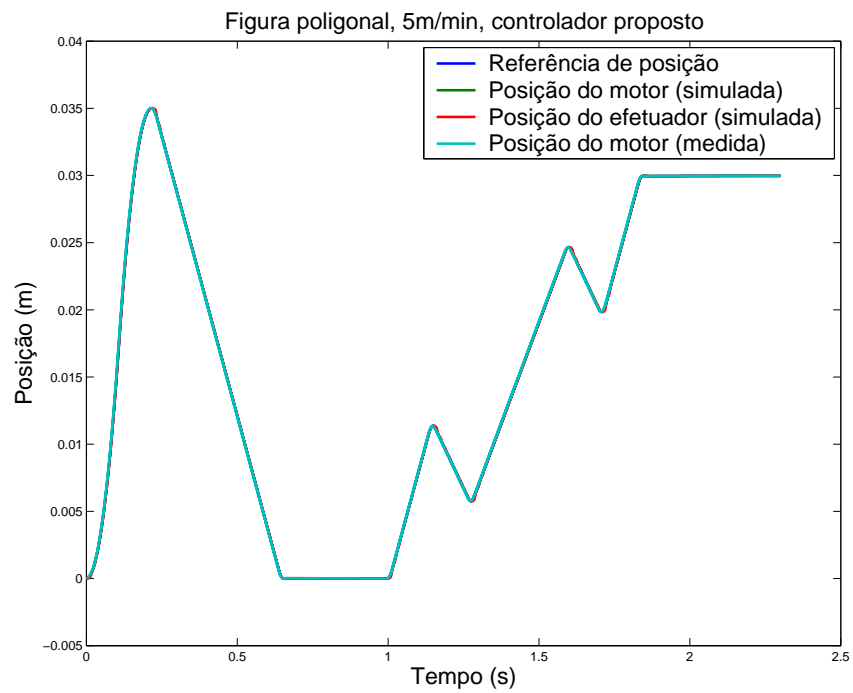
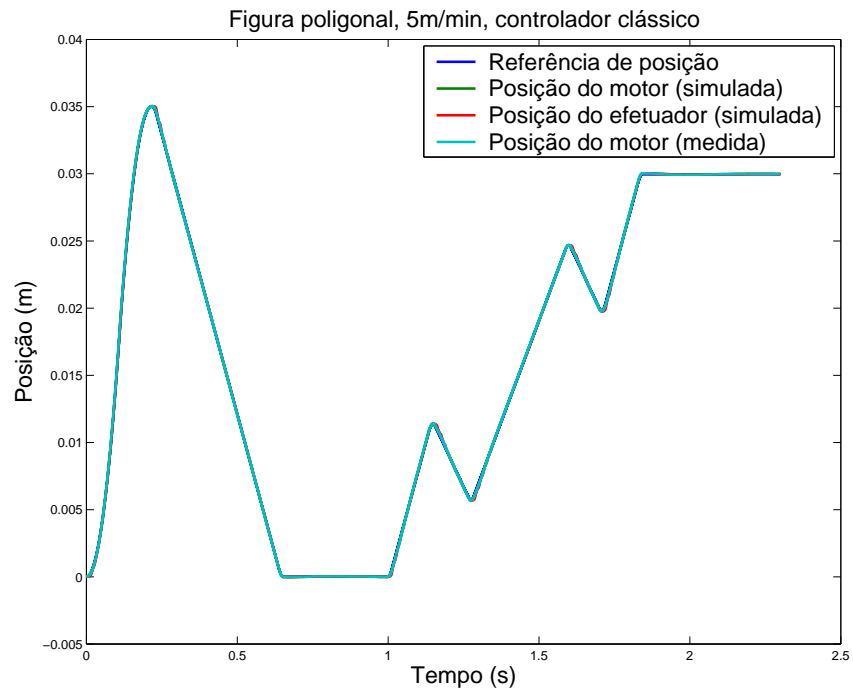


Figura 6.11: Posição

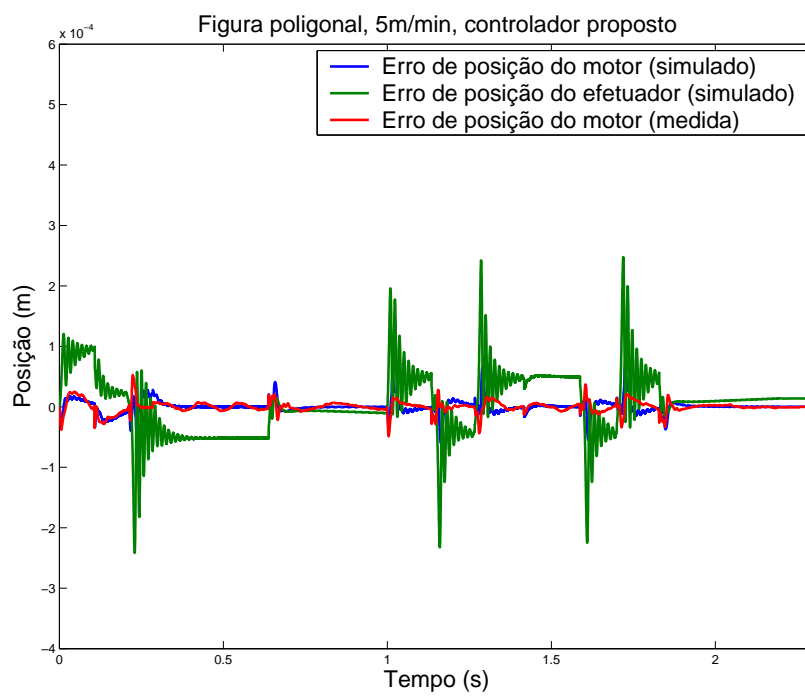
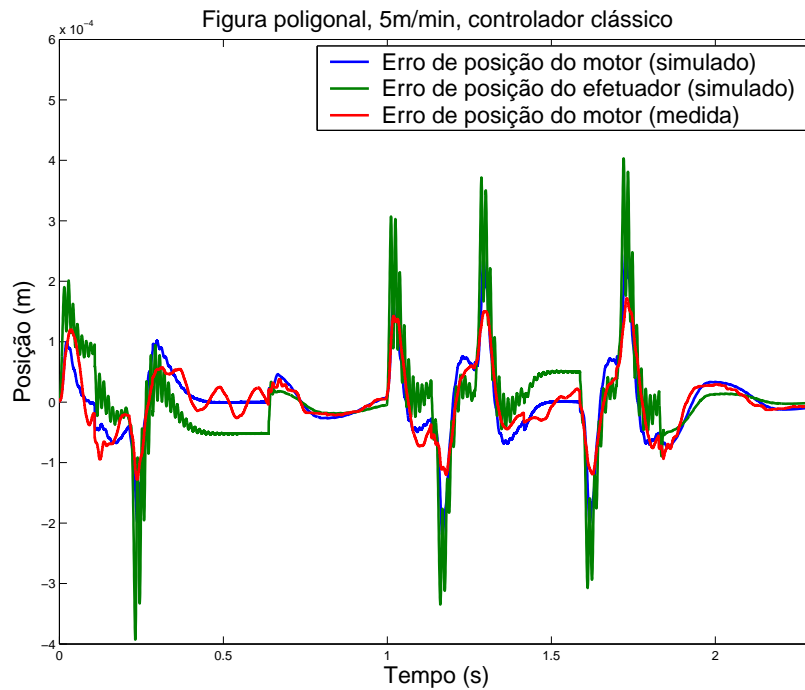


Figura 6.12: Erro de posição

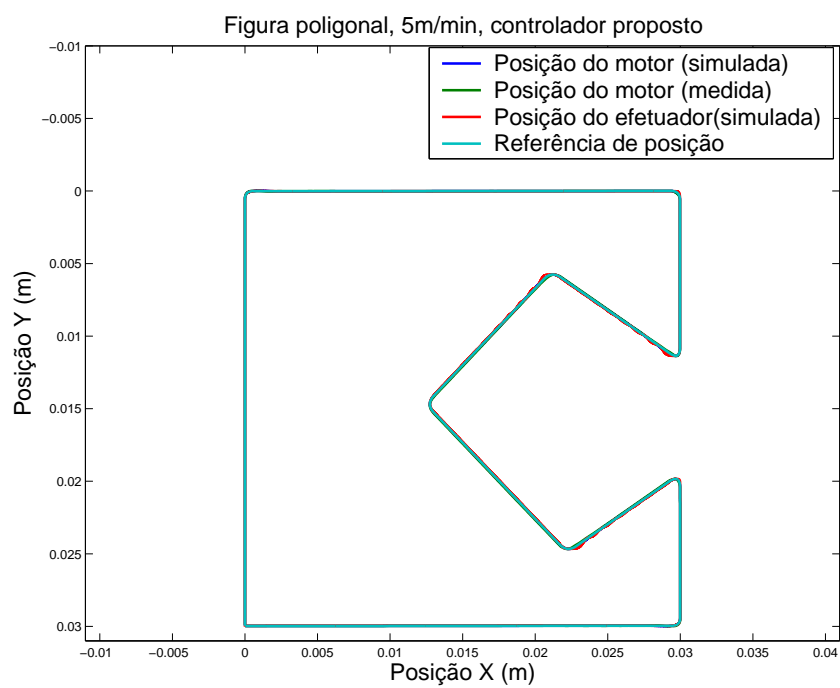
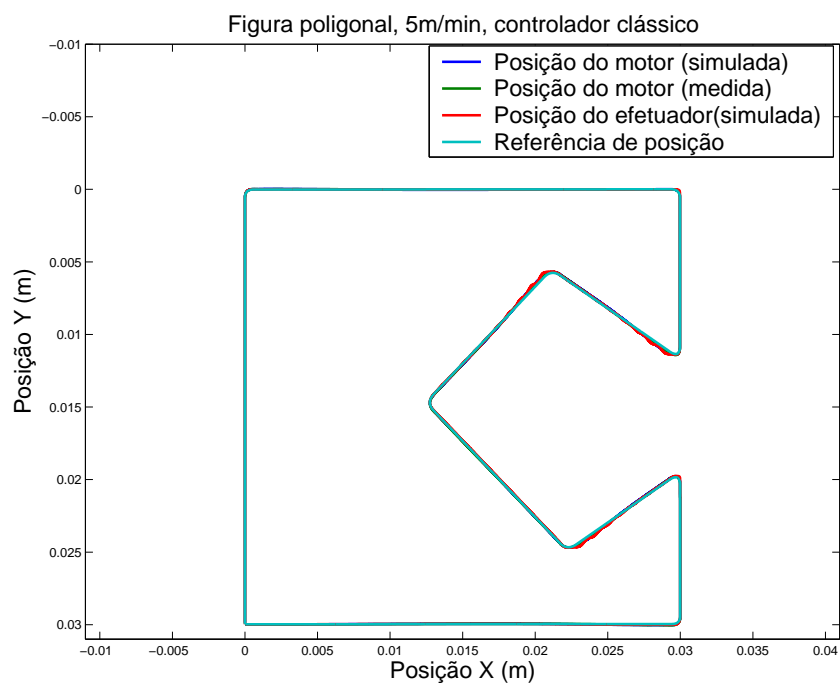


Figura 6.13: Posição - XY



# Capítulo 7

## Conclusão

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema de controle de movimento aplicada a máquinas de corte a *LASER*, que demonstra significativa melhora no seguimento de trajetória quando comparada a solução clássica ou às soluções comerciais disponíveis. Ainda mais, essa melhora ocorreu sem que houvesse qualquer aumento no custo de produção da máquina. Houve efetivamente uma redução de ao menos 50% dos custos do acionamento quando comparada à solução anteriormente em uso baseada em componentes comerciais para controle de movimento. Para tal houve a substituição completa do *hardware* pelo desenvolvido para este trabalho. A máquina possui agora uma placa de controle de movimento própria responsável pela geração de trajetória, controle e acionamento dos motores. A nova placa de controle trouxe benefícios em robustez para o sistema, devido a uma melhora na comunicação entre máquina e computador.

Os objetivos propostos foram atingidos. Apesar de questionável quanto ao erro de seguimento, uma significativa melhora ficou clara. Em resumo, foi obtido um sistema de posicionamento para a máquina utilizada que tem um custo 50% menor que o custo com componentes comerciais e com um melhor desempenho. Esta redução de 50% no custo do acionamento implica em uma redução de aproximadamente 6% no custo total da máquina.

A melhoria da qualidade do seguimento de trajetória, observada nos resultados, garante uma maior produtividade para a máquina, pois esta pode então operar com acelerações maiores. O aumento na aceleração permitida para a máquina aumenta a velocidade de corte máxima admissível sem que haja distorções como arredondamento de cantos. No caso de contornos complexos o tempo necessário para acelerar de um ponto a outro é o fator limitante da máxima velocidade de corte, tempo que se reduz com o aumento da aceleração máxima que pode ser utilizada.

Os ganhos deste trabalho aumentam a competitividade do produto. Houve redução de custo do produto, alívio dos requisitos mecânicos do acionamento, melhora no desempe-

nho e independência tecnológica nos componentes críticos do acionamento. O domínio tecnológico da solução permite flexibilizar a cadeia de suprimentos e oferecer uma resposta mais rápida a quaisquer problemas que venham a ser detectados.

Os trabalhos encontrados na literatura podem ser distribuídos em duas classes, uma que faz a medição indireta de posição e contempla a compensação de atrito, mas considera a carga rígida, usando estruturas mecânicas de alta precisão (e custo) para obter tal rigidez, e outra que considera a carga elástica mas utiliza-se de medição direta da posição para atingir os requisitos de desempenho. Uma diferenciação importante frente a estes métodos encontra-se na ausência de medição direta da posição do efetuador, apesar da transmissão utilizada ser conhecidamente elástica. A utilização da medição direta de posição acarreta em aumento de custos pela necessidade de inserção de um sensor linear de posição junto ao sistema de transmissão, sendo que o *encoder* rotativo que acompanha os servomotores tem custo bastante reduzido. A medição direta de posição também apresenta maiores restrições no projeto da área de trabalho das máquinas. Por ser esta freqüentemente exposta a condições ambientais adversas, é necessário prover o projeto mecânico de uma área enclausurada que contenha o transdutor. Um projeto mecânico mais complexo leva naturalmente a uma produção mais complexa e dispendiosa.

Como pode ser observado nos resultados, o controlador proposto leva em consideração o estiramento da correia, mas não promove a sua compensação por completo. Isso implica em alguns cuidados na seleção das correias no projeto mecânico da máquina. Estruturas de controle mais sofisticadas podem melhorar este desempenho, mas a placa de controle atualmente encontra-se com mais de 95% de sua capacidade de processamento ocupada pelos controladores e pelo gerador de trajetória.

Uma ferramenta importante no desenvolvimento futuro é o uso de observadores de estado para a realimentação do controlador. O uso de observadores de estado similares ao do Luemberger permite não somente uma estimação mais robusta para o atrito, como também estimar o estiramento da correia de transmissão, visando compensá-lo no controlador. Como o modelo utilizado para o acionamento mostrou-se com bons resultados, este pode servir de base para um observador como visto em (Friedland, 1996). Novas estratégias de geração de trajetória também são importantes para um melhor desempenho do sistema como um todo. Em especial, a utilização de perfis de aceleração contínuos e diferenciáveis é importante para obter-se um movimento suave.

Outros controladores propostos na literatura ainda devem ser testados dentro das perspectivas de andamento do trabalho, mas sempre mantendo a premissa inicial de baixo custo de instrumentação e construção mecânica. O trabalho deverá ter continuidade com a inclusão de um observador não-linear de estados para que o estiramento da correia possa ser estimado e compensado na malha de controle. Juntamente com este desenvolvimento deverá ser expe-

rimentada a aplicação de um controlador de modos deslizantes, similar ao apresentado por Hace *et al.* (1998), mas eliminando a medição direta de posição do efetuador.

Estas melhorias não foram incluídas no presente trabalho por ser a capacidade computacional da placa de controle de movimento desenvolvida insuficiente. Visando a continuidade do trabalho e um aprimoramento do desempenho da máquina, uma nova versão da placa com maior capacidade de processamento está em fase de desenvolvimento para poder permitir a implementação destas melhorias no sistema de controle e geração de trajetória.

# Referências Bibliográficas

- ALTPETER, F. *Friction modeling, identification and compensation*. Tese de doutorado, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, 1999.
- ARMSTRONG, B.; CANUDAS DE WIT, C. Observers. In: *The Control Handbook*, ed. LEVINE, William S. CRC Press and IEEE Press, 1996 .
- CANUDAS DE WIT, C.; OLSSON, H.; ÅSTRÖM, K.J.; *et al.*. A new-model for control of systems with friction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1995. volume 40, nº 3, págs. 419–425.
- DUPONT, P.; HAYWARD, V.; ARMSTRONG, B.; *et al.*. Single state elastoplastic friction models. *IEEE transactions on automatic control*, 2002. volume 47, nº 5, págs. 787–792.
- FRIEDLAND, Bernard. Observers. In: *The Control Handbook*, ed. LEVINE, William S. CRC Press and IEEE Press, 1996 .
- GROSS, H. (Ed.). *Elektrische Vorschubantriebe für Werkzeugmaschinen*. Berlin; Munique, Alemanha: Siemens Aktiengesellschaft, 1981.
- HACE, A.; JEZERMIK, K.; CURK, B.; *et al.*. Robust motion control of xy table for laser cutting machine. In: *Proceeding of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, volume 2. Aachen, Alemanha, 1998. págs. 1097–1102.
- . Robust motion control algorithm for belt-driven servomechanism. In: *Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, volume 2. Bled, Eslovênia, 1999. págs. 893–898.
- KULKARNI, A. S.; EL-SHARKAWI, M. A. Intelligent precision position control of elastic drive systems. *IEEE transactions on energy conversion*, 2001. volume 16, nº 1, págs. 26–31.
- OLSSON, H.; ÅSTRÖM, K.J.; CANUDAS DE WIT, C.; *et al.*. Friction models and friction compensation. *European Journal of control*, 1998.
- PRESS, William H.; TEUKOLSKY, Saul A.; VETTERLING, William T.; *et al.*. *Numerical Recipes in C++*. 2ª ed. Cambridge, Reino Unido: Cambridge University Press, 2002.

SCHRÖDER, Dirk (Ed.). *Intelligent Observer and Control Design for Nonlinear Systems*. Berlin, Alemanha: Springer Verlag, 2000.

SCIAVICCO, Lorenzo; SICILIANO, Bruno. *Modelling and Control of Robot Manipulators*. 2<sup>a</sup> ed. Londres, Reino Unido: Springer, 2001.